

Das magnetische Feld der kreisförmigen Windung

Von Karl Potthoff, Stuttgart*)

DK 538.311

Untersuchungen an eisenfreien Spulen mit koaxialen kreisförmigen Windungen — wie die Berechnung von Kräften und Stromverdrängungserscheinungen — werden häufig noch in der Weise vereinfacht, daß man möglichst versucht, die Berechnung unter Annahme eines ähnlichen, parallelebenen Feldes durchzuführen. Es bleibt zu untersuchen, wie weit man die rechnerische Behandlung des Feldes der Windung heute streng beherrscht und die Ergebnisse bei technischen Rechnungen an Spulen heranziehen kann, ohne daß der Rechenaufwand zu hoch wird.

Einleitung

Das magnetische Feld einer kreisförmigen Windung scheint zunächst hinreichend beschrieben zu sein, wenn man die Rotationsflächen angibt, die magnetische Flüsse bekannt-

Ermittelt man die Flüsse, welche die Bänder durchsetzen, die durch $x_0, z_0 \pm \Delta z$ und $x_0 \pm \Delta x, z_0$ begrenzt sind, als Differenz der Flüsse durch $x_0, z_0 \pm \Delta z$, $x_0, z_0 - \Delta z$ usw., so kann man daraus die Induktion B in den Richtungen x und z im Punkt x_0, z_0 berechnen und damit wieder die Feldstärke H in den gleichen Richtungen. Damit ist das Feld völlig umschrieben.

Es zeigt sich jedoch, daß es nützlich ist, wie etwa beim Feld zweier gerader Leiter, auch die Schar der senkrecht schneidenden Linien — die orthogonalen Trajektorien — anzugeben. Sie ergeben bei der Rotation um die z -Achse die Flächen des skalaren magnetischen Potentials Θ oder — bezogen auf den Einheitsstrom — Θ/I , das dann differenziert nach x und z direkt die Komponenten der magnetischen Feldstärke und über μ_0 die Induktion im Punkte P

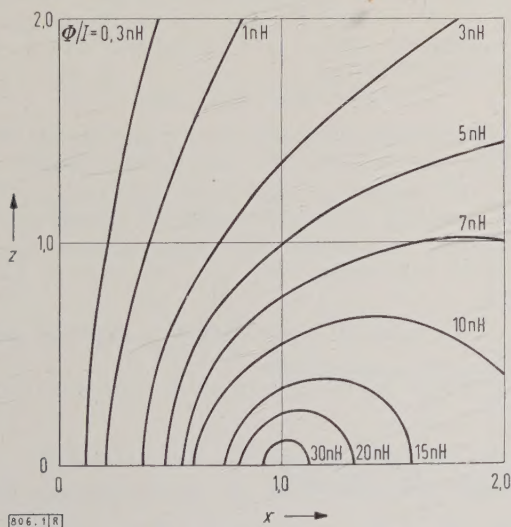


Bild 1. Linien konstanten Vektorpotentials einer Windung mit $\Phi/I = \text{const}$ als Parameter.

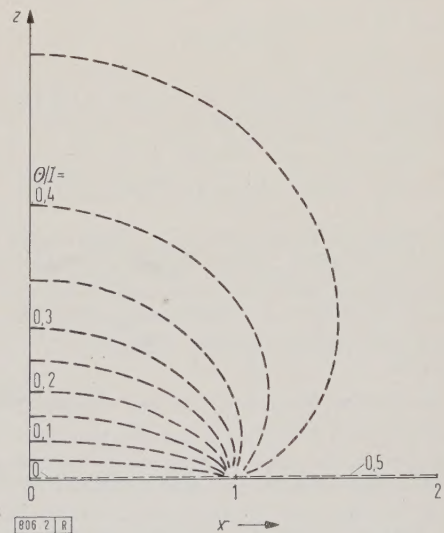


Bild 2. Linien konstanten skalaren Potentials einer Windung mit $\Theta/I = \text{const}$ als Parameter.

ten Betrages einhüllen, ohne dabei selbst von einem Fluß durchsetzt zu sein. Sie schneiden eine Ebene durch die Windungsachse in den „Feldlinien“ von Bild 1, wobei der Betrag des Verhältnisses magnetischer Fluß zum Erregerstrom $\Phi/I = m$ von der Achse aus gezählt wird. Der Radius der Windung ist gleich 1 angenommen. Bei anderen Windungshalbmessern ist Φ/I diesen proportional. Dem Schaubild kann somit sofort der Fluß entnommen werden, der eine zweite koaxiale Windung mit den Koordinaten x_0 und z_0 durchsetzt.

liefert. Bild 2 zeigt die Spurlinien dieser Rotationsflächen in der xz -Ebene.

Die Bestimmung von Φ/I und Θ/I aus graphischen Darstellungen

Die Möglichkeit der Bestimmung aus graphischen Darstellungen ist am ehesten für Φ/I gegeben. Sieht man von Darstellungen, die mehr den Charakter von Abbildungen haben, wie die von Thomson und Maxwell [1], ab, so ist die wohl ausführlichste eine Darstellung von Potthoff [2]. Sie kann auf Millimeterpapier groß aufgezeichnet werden, da als Konstruktionspunkte die Koordinaten einer hinreichenden Anzahl von Punkten für Kurven $m = \text{const}$ an-

*) Professor Dr.-Ing. Karl Potthoff ist Laboratoriumsleiter in der Transformatorenfabrik der AEG und Dozent für Werkstoffkunde der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Stuttgart.

gegeben sind. Ohne Angabe dieser Punkte, aber in einem engeren Koordinatennetz mit einer erhöhten Zahl von Kurven $m = \Phi/I = \text{const}$, hat Grover [3, 4] im Jahre 1944 diese Arbeit wiederholt.

Für $\Theta/I = \text{const}$ scheint nur die graphische Darstellung von Tallqvist [5] zu bestehen (Bild 2). Sie muß jedoch für den praktischen Gebrauch wesentlich ausgeweitet werden.

Die Bestimmung von Φ/I aus Zahlentafeln

Potthoff [6] hatte gezeigt, daß man an Stelle der Maxwell'schen Formel zur Berechnung der Gegeninduktivität $m = \Phi/I$, nämlich

$$\Phi/I = \mu_0 \cdot \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right], \quad (1)$$

mit

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} \frac{\text{Vs}}{\text{A cm}} = 4\pi \text{ nH/cm}$$

und

$$k = \sqrt{\frac{4ab}{(a+b)^2 + z^2}}$$

vorteilhaft die allgemeiner gültige Formel

$$\Phi/I = \mu_0 (r_1 + r_2) [K(k) - E(k)] \quad (2)$$

mit

$$k = \frac{1 - (r_2/r_1)}{1 + (r_2/r_1)}$$

angewendet. Dabei sind $K(k)$ und $E(k)$ die vollständigen elliptischen Integrale, die zu dem jeweiligen Modul k gehören.

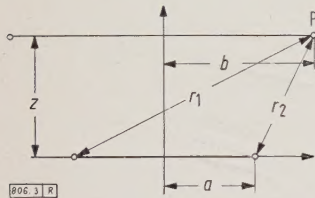


Bild 3. Bestimmungsstücke für die Berechnung von Φ/I .

Sie sind aus a , b , z bzw. aus r_1 und r_2 (Bild 3) zu errechnen. Formt man Gl. (2) um in

$$\frac{\Phi/I}{r_2} = \mu_0 [1 + (r_2/r_1)] [K(k) - E(k)], \quad (3)$$

so ist Φ/I eine Funktion von r_2/r_1 allein. Man hat dabei stets $r_1 > r_2$ zu wählen. Diese Funktion ist für viele Rechnungen hinreichend genau von Potthoff [6] ermittelt worden. Mit den heute gegebenen Möglichkeiten errechnet man sich mit Vorteil eine tausendteilige Tafel mit $r_2/r_1 = 0,001$ bis 1,000.

Die Bestimmung von Θ/I aus Zahlentafeln

Die rechnerische Ermittlung der Flächen konstanten magnetischen Potentials einer Kreiswindung scheint wesentlich seltener versucht worden zu sein. Bekannt ist der Rechnungsgang, welcher der Tallqvistschen Arbeit [5] zugrunde liegt. Es besteht folgender Zusammenhang: Die Flächen konstanten magnetischen Potentials Θ sind gleichzeitig die Flächen konstanten räumlichen Öffnungswinkels Ω des elliptischen Kegels, unter dem man von jedem Punkt P der Fläche aus den Kreis sieht. Er wird als „scheinbare Größe des Kreises“ — bezogen auf den Punkt P — bezeichnet.

Die Berechnung von Ω sei in kurzen Zügen wieder gegeben, es seien

$K(k)$ und $E(k)$ die vollständigen elliptischen Integrale erster und zweiter Art,

$F(k', \vartheta)$ und $E(k', \vartheta)$ die unvollständigen elliptischen Integrale erster und zweiter Art,

k der Modul,

$k' = \sqrt{1 - k^2}$ der komplementäre Modul,

ϑ das Argument.

Dann gilt mit den Bezeichnungen von Bild 4 nach langen Zwischenrechnungen:

$$\left. \begin{aligned} k^2 &= \frac{r_0^2 + c^2 - s}{r_0^2 + c^2 + s} \\ k &= \frac{r_0^2 + c^2 - s}{2cx_0} = \frac{d}{c}, \\ k^2 &= \frac{2s}{r_0^2 + c^2 + s}, \\ s &= \sqrt{(r_0^2 - c^2)^2 + 4c^2z_0^2}, \\ r_0^2 &= x_0^2 + z_0^2, \\ \sin^2 \vartheta &= \frac{r_0^2 - c^2 + s}{2s} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

und damit

$$\Omega = 2\pi + 4[K(k) - E(k)] \cdot F(k', \vartheta) - 4K(k) \cdot E(k', \vartheta). \quad (5)$$

Hiervon ausgehend hat Tallqvist eine Zahlentafel für Ω errechnet. Sie zeigt so wenig Verwandtschaft mit der Tafel für Φ/I , daß es dem Verfasser geraten schien, diese herzustellen. Dabei wurde der Anschluß an andere Zahlentafeln wie folgt gesucht. Wenn man k durch r_1 und r_2 (Bild 4) ausdrückt, so findet man mit der bekannten Beziehung am Dreieck

$$\left. \begin{aligned} \frac{r_1}{r_2} &= \frac{c+d}{c-d}, \\ k &= \frac{d}{c} = \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

also den gleichen Modul wie bei der Berechnung von Φ . Auch das Argument ließ sich geometrisch einfach deuten. Es ist

$$\vartheta = (\pi/2) - (\gamma/2).$$

Für Punkte auf der Windungsebene, aber außerhalb des Kreises, ist $\Omega = 0$ und $\vartheta = \pi/2$. Die unvollständigen Integrale von Gl. (5) werden zu vollständigen, und es gilt die Legendresche Gleichung

$$K E' + E K' - K K' = \pi/2,$$

wobei der Beistrich bedeutet, daß es sich um das vollständige elliptische Integral mit dem komplementären Modul $k' = \sqrt{1 - k^2}$ handelt. Es blieb somit die Aufgabe, die Beziehung nach Gl. (5) mit möglichst vorgeleisteter Arbeit einer Lösung zuzuführen. Die Integralsumme zeigt eine interessante Symmetrie. Man kann sie auch in der Form schreiben

$$\Omega = 2\pi + 4[F(k', \vartheta) - E(k', \vartheta)] K(k) - 4F(k', \vartheta) \cdot E(k),$$

oder anders zusammengefaßt

$$\Omega = 2\pi \left[1 - \frac{2}{\pi} \cdot \{E(k) \cdot F(k', \vartheta) + K(k) E(k', \vartheta) - K(k) \cdot F(k', \vartheta)\} \right]. \quad (7)$$

Nun kehrt der Ausdruck in der geschwungenen Klammer

$$\Lambda_0(k, \vartheta) = \frac{2}{\pi} \cdot \{E(k) \cdot F(k', \vartheta) + K(k) \cdot E(k', \vartheta) - K(k) \cdot F(k', \vartheta)\} \quad (8)$$

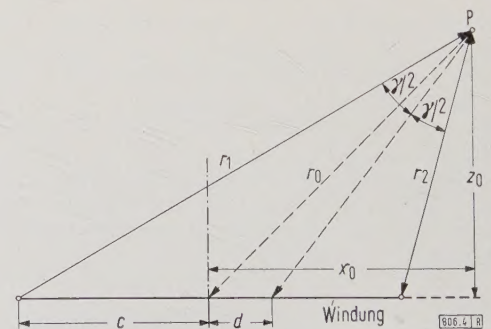


Bild 4. Bestimmungsstücke für die Berechnung von Θ/I .

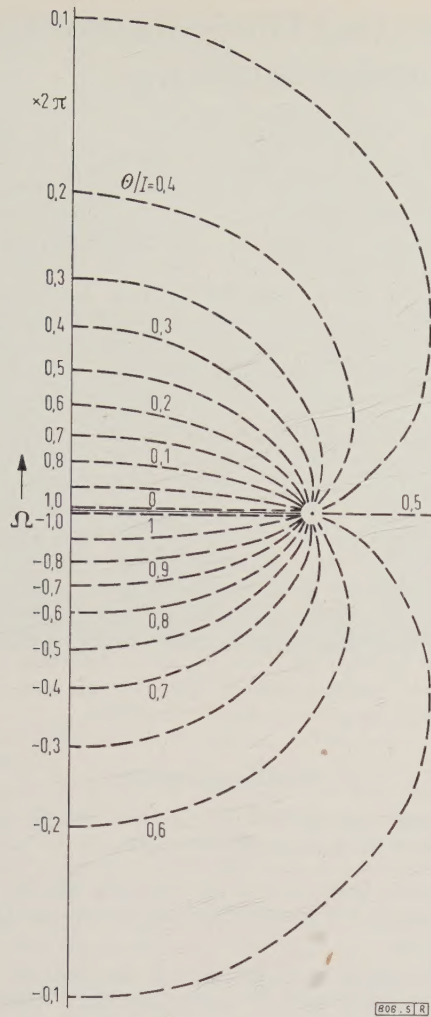


Bild 5. Zählweise für räumlichen Winkel und skalares Potential einer Windung mit $\Theta/I = \text{const}$ als Parameter.

bei der Berechnung von elliptischen Integralen dritter Art immer wieder (Heumansche Lambda-Funktion). Hierfür hat Carl Heuman Tafeln aufgestellt [7, 8]. Man kann also die gesamte bisherige Rechnung zusammenfassen zu:

$$\begin{aligned}\Omega &= 2\pi \left[1 - \Lambda_0(k, \vartheta) \right], \\ k &= \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2} = f\left(\frac{r_1}{r_2}\right), \\ \vartheta &= (\pi/2) - (\gamma/2).\end{aligned}$$

Tallqvist hatte dabei folgende Feststellungen getroffen: Der

Öffnungswinkel Ω des elliptischen Kegels springt beim Durchgang durch die Windungsebene von -2π auf $+2\pi$ um 4π . Für die vorliegenden Zwecke sei die Umlaufspannung gleich I und der Potentialsprung ebenfalls gleich I gesetzt. Da das Potential vieldeutig ist, muß diese Maßnahme getroffen werden. Dann gilt noch einfacher (Bild 5) für den oberen Halbraum

$$\Theta/I = \frac{1}{2} \cdot \Lambda_0(k, \vartheta), \tag{10}$$

und für den unteren Halbraum

$$\Theta/I = 1 - \frac{1}{2} \cdot \Lambda_0(k, \vartheta).$$

Hiermit glaubt der Verfasser, auch eine einfache geometrische Deutung des Heumanschen Integrals $\Lambda_0(k, \vartheta)$ gefunden zu haben. Bei den Heumanschen Tafeln ist die Originaltafel so aufgebaut, daß ϑ von 0 bis 90° von Grad zu Grad und ebenfalls $\arcsin k$ von 0 bis 90° von Grad zu Grad geteilt ist. Für den hier vorliegenden Zweck wäre eine Umrechnung der Tafel geeignet mit den Eingängen r_1/r_2 und ϑ , die der gleichen Zeichnung entnommen werden können, wie sie für die Bestimmung von Φ/I notwendig war.

Anwendung

Bei der Berechnung von magnetischen Induktionen und Feldstärken im Feld von Scheiben- oder Zylinderspulen ist \mathfrak{B} bzw. \mathfrak{H} über die Konturen (Länge oder Breite) der Spulen zu integrieren. Diese Integrale erscheinen dann als Differenzen des Vektorpotentials Φ/I oder des skalaren Potentials Θ/I .

Zusammenfassung

Es werden die elliptischen Integrale zusammengestellt, die das magnetische Feld einer Windung beschreiben und durch Differenzenrechnung die Induktion \mathfrak{B} und die Feldstärke \mathfrak{H} nach Betrag und Richtung zu bestimmen gestatten.

Schrifttum

[1] Maxwell, J. C.: Electricity and magnetism. Bd. II, S. 306. Oxford 1873.
[2] Potthoff, K.: Die Berechnung von Gegeninduktivitäten aus dem Feldbild einer Windung. Arch. Elektrotechn. Bd. 27 (1933) S. 661-670.
[3] Grover, F. W.: The calculation of the mutual inductance of circular filaments in any desired positions. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 32 (1944) S. 620-629.
[4] Grover, F. W.: Inductance calculations. S. 255. Van Nostrand, New York 1946.
[5] Tallqvist, H. J.: Tafeln zur scheinbaren Größe des Kreises. Commentationes Physico-Mathematicae Fenica, Bd. 5 (1931) Beitrag 24.
[6] Potthoff, K.: Die Gegeninduktivität koaxialer Kreiswindungen in parallelen Ebenen. Z. Elektrotechn. Bd. 1 (1948) S. 21-28.
[7] Heuman, C.: Tables of complete elliptic integrals. J. Math. Phys. Bd. 20 (1941) S. 127-206.
[8] Byrd, P. F., u. Friedemann, M. D.: Handbook of elliptic integrals for engineers and physicists. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1954.

Zur Physik des Niederstrom-Schaltlichtbogens

DK 537.523.5 : 621.316.54.064.4

Die Kenntnis der physikalischen Vorgänge im Lichtbogen ist für den Schalterbau unerläßlich. Der Verfasser*) ist jedoch der Meinung, daß der einschlägige Ingenieur zum Teil nur sehr ungenügend über die Forschungsergebnisse des Gasentladungs-Physikers informiert ist, was sowohl auf die Verwendung verschiedener Maßsysteme als auch darauf zurückzuführen ist, daß die jeweiligen Einzelergebnisse in den physikalischen Fachzeitschriften verstreut sind und dem Ingenieur meist nur unvollständig vorliegen.
Der vorliegende Aufsatz, der einen Auszug einer Habilitationsschrift des Verfassers darstellt, vermittelt einen Überblick über den derzeitigen Stand der Gasentladungsphysik und ihrer Anwendungsmöglichkeiten auf dem Schaltergeräteeinbau. Nach einer Erläuterung des Lichtbogenmechanismus, bei der zwischen der Lichtbogensäule einerseits und den Elektrodengebieten andererseits unterschieden wird, und nach einer Diskussion der Lichtbogencharakteristiken und

-gleichungen geht der Bericht auf die Dynamik des Lichtbogens und damit auf die Verhältnisse beim Wechselstromlichtbogen ein. Dabei wird der Wiederzündung besondere Beachtung geschenkt. Daran schließt sich eine Betrachtung über die rasche Lichtbogenverlängerung und über die Möglichkeiten einer magnetischen Blasung.
Die einzelnen Abschnitte sind übersichtlich gegliedert und leicht verständlich geschrieben. Besonders wertvoll sind die jeweiligen Hinweise über die Grenzen und Möglichkeiten der einzelnen Theorien und über die Gültigkeitsbereiche von Meßwerten. Dadurch wird vermieden, daß unter bestimmten Versuchsbedingungen gewonnene Ergebnisse leichtfertig auf andere Verhältnisse übertragen und daraus entwickelte Formeln falsch angewendet werden.

Es ist dem Verfasser ohne Zweifel gelungen, auf wenigen Seiten ein ganzes Fachgebiet klar zu umreißen, so daß dieser Aufsatz mit seinen umfangreichen Schrifttumshinweisen für den Ingenieur ein gutes Hilfsmittel für eingehende Studien darstellt.

Hgth

*) Nach Rieder, W.: Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 51 (1960) S. 15-25; 6 B., 21 Qu.

Beitrag zur Entwicklung kupferarmer Luft- und Öltransformatoren durch mehrfache Stufung der äußeren Wicklung

Von Turgut Boduroglu, Istanbul*)

DK 621.314.21.045.16

Aufgabenstellung

Wenn man die Fachzeitschriften von Beginn des 20. Jahrhunderts bis jetzt durchblättert, so kann man eine Reihe von Aufsätzen finden, in denen die Frage des Entwerfens von Transformatoren mit möglichst geringen Kosten behandelt wird [1]. Die rasche Entwicklung verschiedener Industriezweige in der Zeit nach dem zweiten Weltkrieg, die Industrialisierung technisch zurückgebliebener Länder und das große Interesse für moderne technische Anlagen steigern aber den Verbrauch vieler technischer Werkstoffe mit rasch zunehmender Geschwindigkeit. Unter diesen Umständen rücken die Werkstoffprobleme wieder in den Vordergrund. In dieser Arbeit wird deshalb gezeigt, wie weit man noch den Bedarf an Leiterwerkstoff einer senkrecht stehenden Wicklung vermindern kann, ohne den Transformator thermisch zu gefährden.

Bekanntlich müssen bei der Berechnung und Konstruktion von elektrischen Maschinen und Transformatoren die einzelnen Maschinenteile so bemessen werden, daß sie sich

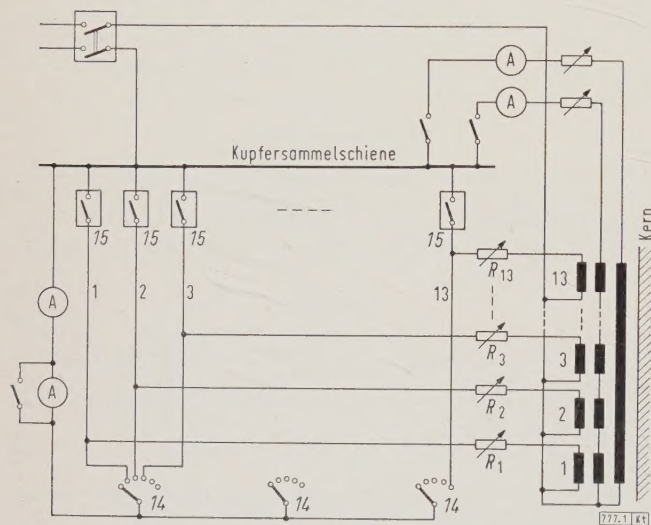


Bild 1. Schaltbild der Versuchsanordnung für Messungen in Luft und Öl. Erläuterungen im Text.

den vorhandenen mechanischen, thermischen und elektrischen Bedingungen anpassen. Je genauer diese Anpassungen werden, desto vollkommener wird der Entwurf. Es ist also die Aufgabe des Transformatorbauers, die örtlichen Bedingungen genau zu prüfen und unter Annahme von bestimmten Sicherheitsfaktoren die Werkstoffe, die hierfür angewendet werden, dementsprechend zu bemessen. Gemäß dieser Überlegung kann man sagen, daß die leichtesten Maschinen und Transformatoren diejenigen sind, bei denen die Bemessung der einzelnen Teile genau den vorhandenen örtlichen Bedingungen entsprechend ermittelt wurde.

Hier wird also der Werkstoff als Hauptproblem betrachtet, und nach dem oben umrissenen Kriterium soll versucht werden, die Wicklungen nach den vorhandenen örtlichen Bedingungen zu bemessen. Bekanntlich weist die Wicklung infolge der Abnahme des Abkühlungsvermögens des umhüllenden Mediums von unten nach oben hin eine Temperaturzunahme auf. Bei der üblichen Berechnung geht man, obgleich die Wicklungselemente (Spulen) verschieden hoch belastbar sind, von mittleren Wärmeabgabewerten aus, die als konstant für die gesamte Wicklungsoberfläche angenommen werden [2].

Es ist bekannt, daß das Altern der Transformatoren sehr von der Höchsttemperatur der Wicklung abhängt [3]. Man weiß auch, daß die Wicklung an einigen Stellen eine Höchsttemperatur hat. Dies bedeutet also, daß die Wicklung an diesen Stellen eher altert als an den anderen thermisch nicht so hoch belasteten Stellen. Da aber die Wicklung überall den thermisch gleichen Isolierstoff hat, müßte man die Wicklung überall thermisch gleichmäßig belasten können, ohne die Lebensdauer des Transformators abzukürzen.

Wie sich später an Hand der beschriebenen Messungen zeigen wird, können die Spulen von oben nach unten zu mit größeren Kupferverlusten belastet werden, und zwar in der Weise, daß man bei der ganzen Wicklung eine für die Isolation ungefährliche Höchsttemperatur zuläßt. Alsdann kann sich das Gewicht der Spulen von oben nach unten zu entsprechend vermindern, die Wicklung kann also verhältnismäßig leichter ausgeführt werden, ohne die nach den Vorschriften zulässigen Grenztemperaturen zu überschreiten. Nach diesen Erwägungen wurden vom Verfasser im Winter 1958/1959 im Transformatorenwerk der Siemens-Schuckertwerke in Nürnberg Versuche durchgeführt.

Versuchsanordnung

Der Versuchstransformator, der bei diesen Messungen benutzt wurde, hatte folgende Vorteile:

1. Er konnte leicht demontiert werden, was für die Montage bei neuen Versuchsbedingungen von großer Bedeutung war.

2. Die Wicklungen, hauptsächlich die äußeren Zylinderwicklungen, hatten hintereinanderschaltbare Wicklungselemente, deren jedes aus mehreren Scheiben bestand. Diese Bauart war für die Ermittlung der örtlichen Verhältnisse von großer Bedeutung.

3. Der Transformator hatte auf jedem Schenkel ineinander geschobene drei Wickelzylinder, was für den Aufbau der Versuchseinrichtung zur Prüfung in Luft und Öl sehr günstig war. Bei den Messungen in Luft wurde der mittlere Wickelzylinder ausgebaut und somit ein reichlich großer Kühlkanal für die Luft (36,5 mm) geschaffen. Bei den Messungen im Öl wurde der mittlere Wickelzylinder wieder eingebaut, wodurch ein senkrechter Kühlkanal in normaler Breite für das Öl (13 mm) geschaffen wurde.

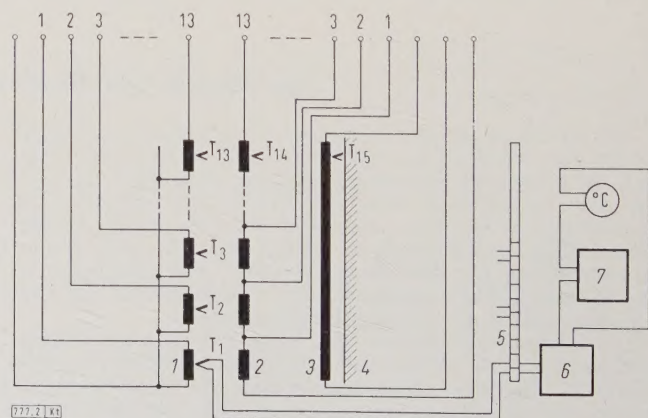


Bild 2. Schaltbild für die Temperaturmessungen

T₁ bis T₁₅ Thermoelemente.

- | | |
|---------------------|--------------|
| 1 äußere Wicklung | 5 Klemmbrett |
| 2 mittlere Wicklung | 6 Kommutator |
| 3 innere Wicklung | 7 Thermostat |
| 4 Kern | |

*) Dr.-Ing. T. Boduroglu ist Professor am Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Anlagen der Teknik Universitesi in Istanbul (Türkei).

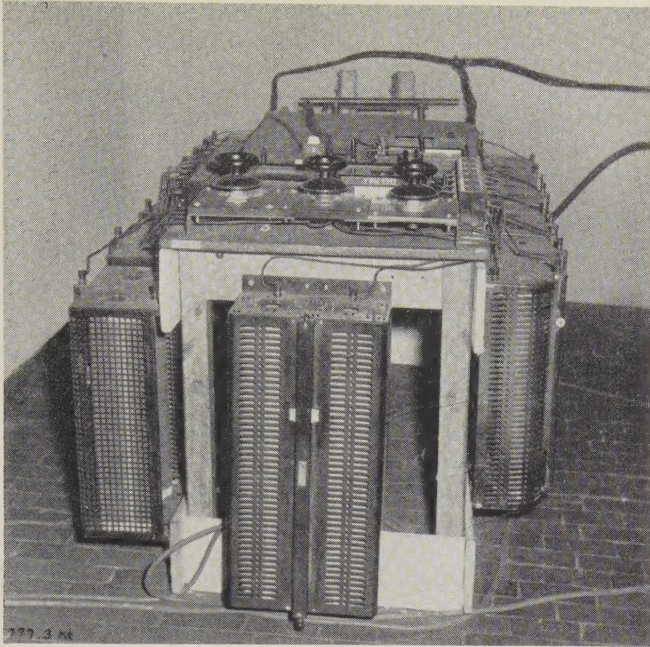


Bild 3. Meßtisch mit Zubehör.

Da der Einfluß des mittleren Schenkels ausgeschaltet werden mußte, wurden bei den Messungen in Luft die Wicklungen des mittleren Schenkels entfernt. Bei den Messungen im Öl wurden die drei Wicklungen eines Schenkels auf ein Hartpapierrohr geschoben, das dem Durchmesser des Kernes entsprach, und das Ganze in einen passenden Ölkessel gesetzt.

Um die Temperaturen der einzelnen Wicklungselemente während des Versuches zu kontrollieren, wurden an die obersten Windungen der Wicklungselemente Kupfer-Konstantan-Thermoelemente angelötet. So konnte man während der Versuche die örtlichen Temperaturen überwachen und dann die Kupfertemperaturen der einzelnen Spulen im Beharrungszustand aus Strom und Spannung sowie der Widerstandszunahme bestimmen. In dieser Weise ist auch die Kontrolle der Unterschiede zwischen mittleren Kupfer- und Oberflächentemperaturen möglich gewesen.

Um während der Versuche ununterbrochen, d.h. ohne den Strom abzuschalten, Messungen durchführen zu können,

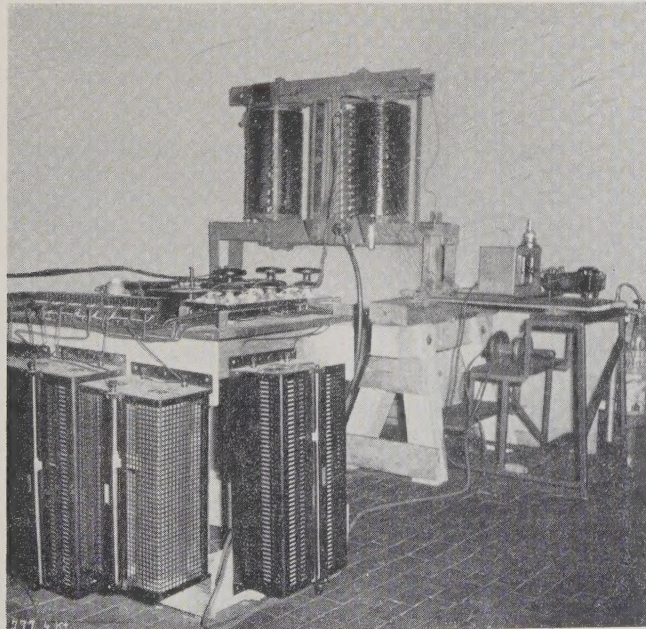


Bild 4. Versuchsanordnung für Messungen in Luft.

speist man die Spulen anstatt mit Wechselstrom mit Gleichstrom. In Bild 1 ist das Schaltbild für die Messungen in Luft und Öl angegeben. Wie daraus zu ersehen ist, sind die einzelnen Wicklungselemente 1 bis 13 unabhängig voneinander belastbar und deren Ströme mit den vorgeschalteten Schiebewiderständen R_1 bis R_{13} einstellbar. Die aus drei Umschaltern 14 und dreizehn Luftschützen 15 bestehende Umschaltvorrichtung gibt die Möglichkeit, die Ströme der dreizehn Spulen mit denselben empfindlichen Strommessern der Klasse 0,2 zu messen.

Der durch das Überbrücken der Strommesser mit den Luftschützen entstehende Unterschied in der Belastung wird auf weniger als 1 % des Sollwertes geschätzt. Außerdem hat dieser Unterschied auf die Gesetzmäßigkeit der örtlichen Belastungen fast keinen Einfluß, da dieser bei allen Spulen vorhanden ist. Die mittlere und die innere Wicklung wurden unabhängig voneinander gespeist und ihre Ströme mit den Strommessern (Klasse 0,2) gemessen sowie mit den vorgeschalteten Schiebewiderständen eingestellt.

Als Gleichstromquelle wurde ein regelbarer Umformer großer Leistung benutzt, dessen Spannung während des

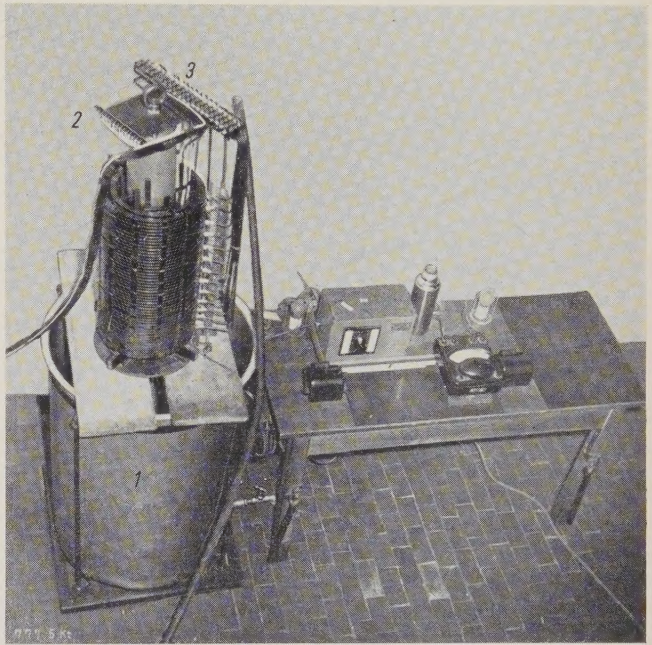


Bild 5. Versuchsanordnung für Messungen in Öl, Versuchsschenkel vor dem Einsetzen in den Ölkessel.
1 Ölkessel 2, 3 Klemmbretter

Versuches konstant blieb. In Bild 2 ist das Schaltbild für die Temperaturmessung mittels Thermoelemente angegeben. Mit Hilfe eines Kommutators ist das Ablesen der Oberflächentemperaturen der dreizehn Spulen der äußeren Wicklung, der obersten Spulen der mittleren und inneren Wicklung und der Öltemperaturen möglich gewesen.

Bild 3 zeigt den Meßtisch mit den Vorwiderständen, Umschaltern, Luftschützen und Meßinstrumenten. In Bild 4 ist im Vordergrund wieder der Meßtisch mit Vorwiderständen, im Hintergrund die Versuchswicklung für Luftkühlung mit den zugehörigen Stromführungskabeln und Anzapfungen sowie die Temperaturmeßeinrichtung zu sehen. Ganz rechts auf dem Tisch stehen das 100- μ A-Meßgerät für die Temperaturmessung, der Kommutator und die Thermosflasche. Während der Messungen wurde um die Versuchswicklung herum ein Vorhang gehängt, damit störende Luftbewegungen der Umgebung möglichst abgehalten wurden.

In Bild 5 ist die Anordnung für die Messungen im Öl kurz vor dem Eintauchen der Spule in den Ölkessel zu sehen. Am Klemmbrett 2 befinden sich die Anfänge und Enden der Spulen der mittleren Wicklung, am Klemmbrett 3 die der Spulen der äußeren Wicklung sowie die der inne-

Der Belastungsstrom der inneren Wicklung wurde weiterhin auf 14 A eingestellt. In Bild 9 sind die Verlustleistungen angegeben, die aus dem Spulenstrom und Spulenwiderstand im Beharrungszustand errechnet und auf jeweils eine Scheibe reduziert wurden. Der Mittelwert der Übertemperaturen der inneren Wicklung ist dabei auf 48,8 grd gestiegen. Wenn man nun die Verlustleistungen einzelner Spulen aus Bild 9 errechnen will, so muß man diese örtlichen Werte der je Scheibe abgeführten Verlustleistungen mit den entsprechenden Scheibenzahlen der Spulen multiplizieren.

Dritter Versuch

Bei diesem Versuch wurde angestrebt, durch das Einstellen der Kupferverluste oder durch entsprechende Bemessung des Kupferquerschnittes der einzelnen Scheiben eine Wicklung zu schaffen, bei der man wiederum ihre örtliche Wärmeabgabefähigkeit ausnutzt, aber indem man dieses Mal mit Rücksicht auf die Herstellungskosten die Zahl der Spulen, die verschiedenen Leiterquerschnitt haben, vermindert. Mit diesem Versuch wurde also versucht, im Prinzip eine ähnliche kupferarme Wicklung wie beim zweiten Versuch mit wenigen Leiterquerschnitten nachzubilden. Nach mehreren Messungen ging man bis auf drei Querschnittsstufen herunter.

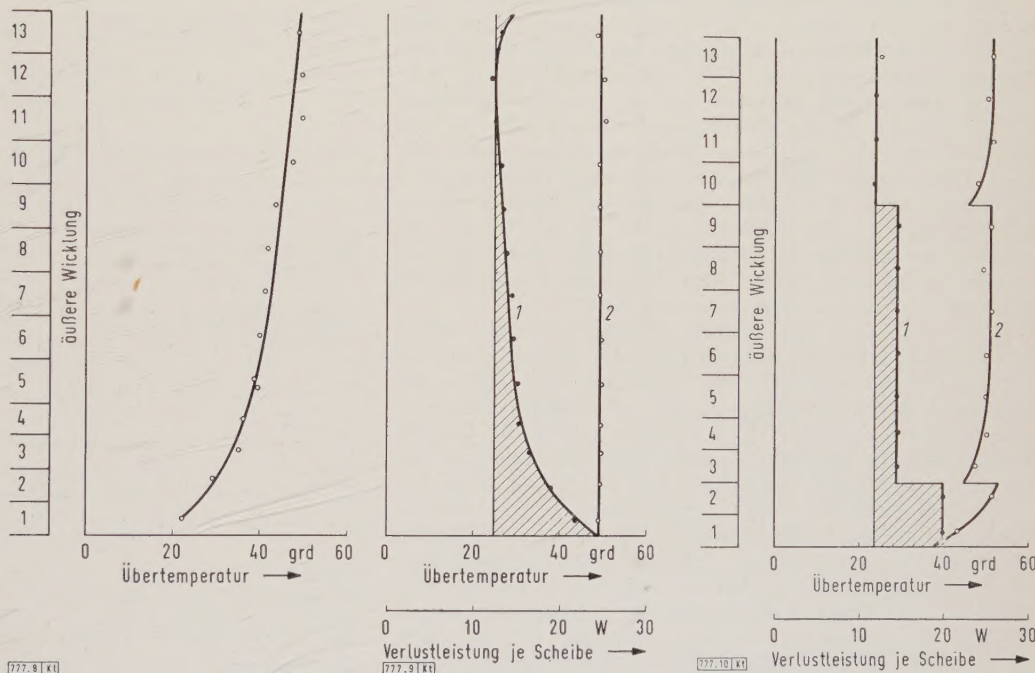
Bild 8 (links). Verlauf der Übertemperatur entlang der ungestuften Wicklung mit Luftselbstkühlung.

Bild 9 (Mitte). Örtliche Belastbarkeit der feingestuften Wicklung mit Selbstkühlung. (Schraffierte Flächen geben die zusätzlichen Wärmeabgaben durch die gestufte Wicklung an).

1 Verlustleistung je Scheibe
2 Übertemperatur der einzelnen Spulen

Bild 10 (rechts). Örtliche Belastbarkeit der grobgestuften Wicklung mit Luftselbstkühlung. (Schraffierte Flächen geben die zusätzlichen Wärmeabgaben durch die gestufte Wicklung an).

1 Verlustleistung je Scheibe
2 Übertemperatur der einzelnen Spulen



Um die in dem ersten und zweiten Versuch nachgebildeten Wicklungen miteinander zu vergleichen, wurden die maximalen Übertemperaturen der drei Stufen auf 50 grd eingestellt und die innere Wicklung wurde wieder mit 14 A belastet. Während dieses Versuches waren die Belastungsströme der drei Stufen wie folgt: 1. Stufe 31 A, 2. Stufe 26,5 A und 3. Stufe 24 A. Kleine Abweichungen von der Übertemperatur von 50 grd entlang der Wicklung waren unvermeidlich (innerhalb $\pm 3\%$). Aus den im Beharrungszustand gemessenen Werten wurden die Kupferübertemperaturen und die je Scheibe abgeführten Verlustleistungen bestimmt. Bild 10 zeigt den Verlauf der Übertemperatur und Verlustleistung je Scheibe entlang der äußeren Wicklung. Die mittlere Erwärmung der inneren Wicklung war dabei auf 51,5 grd gestiegen.

Auswertung und Kritik der Meßergebnisse

Wie bereits erwähnt wurde, beziehen sich die drei Versuche auf drei verschiedene Arten von Wicklungen, die im Betrieb gleiche Höchsttemperaturen aufweisen. Der Isolier-

stoff wurde bei allen drei Wicklungen der gleichen thermischen Belastung ausgesetzt, jedoch mit dem Unterschied, daß diese thermische Höchstbelastung beim ersten Fall nur an den Spulen 11 und 12, beim zweiten Fall an allen Spulen und beim dritten Fall an mehreren Spulen erreicht wurde.

Aus den drei Meßergebnissen sieht man weiter, daß die Belastung der 12. Spule bei allen drei Versuchen bzw. Wicklungsarten gleich war, und zwar 24 A geblieben ist. Da die Übertemperatur dieser Spule auch bei allen drei Versuchen ungefähr 50 grd betrug, kann man annehmen, daß der Querschnitt dieser Spule bei allen Wicklungsarten, die durch diese drei Versuche ermittelt wurden, unverändert war. Man kann also diese Spule als Bezugsspule betrachten.

Wenn man sich vorstellt, daß üblicherweise bei einer Wicklung alle benachbarten Spulen miteinander in Reihe geschaltet sind, so läßt sich folgern, daß die verschiedenen Kupferverluste, die in Bild 9 und 10 dargestellt sind, nur bei Spulen mit verschiedenen Leiterquerschnitten vorkommen können. Wenn man die Spulenverlustleistungen (Kupferverluste) allgemein mit $r_x I^2$ bezeichnet und den ohmschen Widerstand r_{12} bzw. den Querschnitt Q_{12} der 12. Spule als Bezugswerte annimmt, so kann man von der ersten bis dreizehnten Spule die Leiterquerschnitte mit r_{12} bzw. mit Q_{12} ausdrücken.

Wenn P_x die Verlustleistung irgendeiner Spule und P_{12} die Verlustleistung der 12. Spule sind, so ergibt sich folgende Beziehung:

$$\frac{P_x}{P_{12}} = \frac{r_x I^2}{r_{12} I^2} = \frac{r_x}{r_{12}} \quad (1)$$

Mithin ist

$$r_x = \frac{P_x}{P_{12}} r_{12}$$

Wenn man die Beziehung zwischen den Verlustleistungen und den Leiterquerschnitten angeben will, so muß man in der obigen Beziehung für r_x und r_{12} einsetzen:

$$r_x = \frac{\rho l_x}{Q_x} \quad \text{und} \quad r_{12} = \frac{\rho l_{12}}{Q_{12}} \quad (2)$$

Da sich die Leiterlängen l der Spulen nicht ändern, kann man $l = l_x = l_{12}$ setzen; aus Gl. (1) und (2) erhält man folgende Beziehung:

$$\frac{P_x}{P_{12}} = \frac{r_x}{r_{12}} = \frac{\frac{Q l}{Q_x}}{\frac{Q l}{Q_{12}}} = \frac{Q_{12}}{Q_x} \quad (3)$$

Hierin bedeutet Q_x den Leiterquerschnitt irgendeiner Spule. Man kann aus dem Leistungsverhältnis den Leiterquerschnitt Q_x der betreffenden Spulen ausrechnen. Es ist

$$Q_x = \frac{P_{12}}{P_x} \cdot Q_{12} \quad (4)$$

Aus Gl. (1) und (4) ergibt sich, daß der Leiterwiderstand r der Verlustleistung P direkt und der Querschnitt Q der Verlustleistung umgekehrt proportional sind.

Aus Bild 9 und 10 ist ersichtlich, daß die fein- und grobgestuften Wicklungen im Vergleich zu der nicht gestuften Wicklung (schraffierte Flächen), die mit Hilfe der oben angegebenen Beziehungen rechnerisch ermittelt wurden, weniger Kupfer enthalten. Bei der Berechnung der erforderlichen Kupfermenge der Wicklungen müssen die Spulen einzeln betrachtet werden, d. h. der Leiterwerkstoff der einzelnen Spulen muß ausgerechnet, und die Ergebnisse müssen nachher summiert werden. So kann man den Unterschied zwischen den beiden Arten der Wicklungen ermitteln.

Die Berechnung einzelner Querschnitte nach Gl. (4) hat gezeigt, daß man durch die im zweiten Versuch dargestellte Anordnung der äußeren Wicklung eine Verminderung des Kupfergewichtes von etwa 18 % erzielen kann. Da bei dem zweiten und dritten Versuch an der inneren Wicklung nichts geändert wurde, gilt diese Rechnung nur für die äußere Wicklung. Bei einer Scheibenwicklung oder bei einer Drosselspule könnte man also das Gesamtkupfergewicht um etwa 18 % vermindern, bei der Röhrenwicklung hingegen nur um die Hälfte hiervon. Da im Grunde genommen der mittlere Windungsdurchmesser bzw. die Gesamtleiterlänge auch kürzer wird, kann das Kupfergewicht niedriger sein als der oben ermittelte Wert.

Wenn man nun eine ähnliche Rechnung für die dritte Versuchsreihe aufstellt, so sieht man, daß bei einer in drei Querschnittstufen ausgeführten Anordnung der Leiter das Kupfergewicht im Vergleich zu der ungestuften Transformatorwicklung um etwa 15 % geringer sein kann. Berücksichtigt man die Verkürzung der Gesamtleiterlänge, so ergibt sich, daß dieser Prozentsatz noch etwas zu klein ist.

Daß der Mittelwert der Übertemperatur der inneren Wicklung während des zweiten und dritten Versuches größer wurde, beruht darauf, daß auf diese Wicklung auch die Strahlungswärme der äußeren Wicklung von oben nach unten zu mehr einwirkt als bei den Verhältnissen im ersten Versuch. Infolgedessen vergrößert sich mit der Zunahme der örtlichen Wicklungstemperatur an den kälteren Stellen auch der Mittelwert der Übertemperatur. Man kann also hier von einer indirekten Ausnutzung des Leiterwerkstoffes der inneren Wicklung sprechen.

Man erkennt aus Bild 8, 9 und 10, daß trotz der Temperaturzunahme der vorbeiströmenden Luft die Übertemperatur der 12. Spule bei den beiden letzten Versuchen im Vergleich zum ersten Versuch keine bemerkenswerte Änderung zeigt. Infolge der erhöhten Temperatur der vorbeiströmenden Luft müßte sich eigentlich die Wärmeübergangszahl etwas vermindern, es wirkt aber wieder die erhöhte Luftgeschwindigkeit zugunsten der Konvektion, so daß bei einer Wand mit Querschlitz fast kein Unterschied auftritt.

Messungen im Öl

Wie bereits erwähnt, wurde die mittlere Wicklung bei diesen Versuchen zwischen der inneren und äußeren Wicklung eingebaut. Nachdem alle drei Wicklungen wie in Bild 5 auf ein Hartpapierrohr geschoben waren, wurden sie in das Öl eingetaucht.

Wie bei der luftgekühlten Wicklung wurden wiederum in drei Versuchsreihen zahlreiche Messungen durchgeführt.

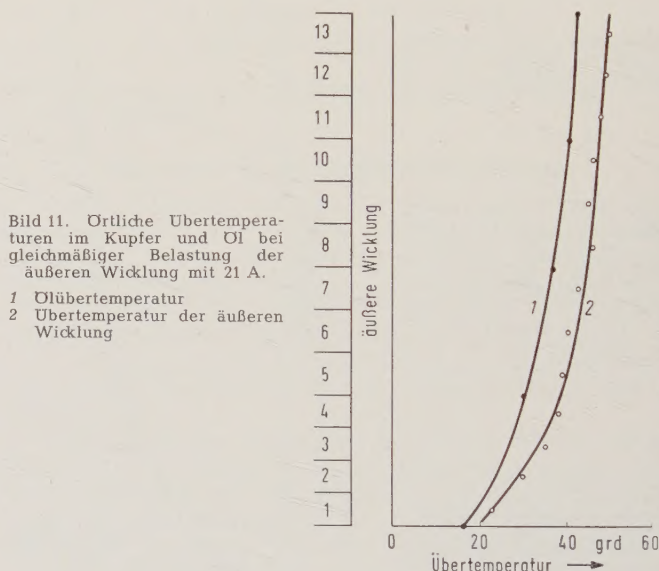
Es wird hier aus jeder Versuchsreihe auch je ein Versuchsergebnis wiedergegeben, bei denen unter bestimmten Bedingungen Wechselwirkungen bestanden.

Vierter Versuch

Bei diesem Versuch wurden alle Wicklungselemente gleichmäßig belastet, d. h. die Spulenströme einer Wicklung wurden auf denselben Wert eingestellt. Da im Öl ganz andere Verhältnisse vorhanden sind als in Luft, mußte zuerst festgestellt werden, wie weit man unter Berücksichtigung der Belastbarkeit der Vorwiderstände mit den Belastungen der einzelnen Spulen gehen durfte.

Es wurden folgende Belastungsströme für die gleichmäßige Belastung der Wicklungselemente bzw. für die Durchführung weiterer Versuchsreihen als geeignet ermittelt: äußere Wicklung 21 A, mittlere Wicklung 12,5 A, innere Wicklung 15 A.

Mit diesen Belastungsströmen wurden die im Öl befindlichen Wicklungen belastet. Um die Zeit des Dauerlaufes abzukürzen, mußte man das Öl mit einem Ölheizgerät bis auf 60 °C erwärmen und dann der Selbsterwärmung überlassen. Der Erwärmungsversuch wurde bis zum Beharrungszustand fortgesetzt und dabei wurden die Belastungsströme stets gemessen und immer wieder auf die vorgeschriebenen Werte eingestellt. Die aus der Widerstandszunahme der



Spulen errechneten Kupfertemperaturen entlang der äußeren Wicklung sowie der Temperaturverlauf des Öles entlang der Wicklung zwischen der Kesselwand und dem Versuchsschenkel sind aus Bild 11 ersichtlich.

Fünfter Versuch

Bei diesem Versuch wurden die Wicklungselemente (Spulen) der äußeren Wicklung auf dieselbe Temperatur eingestellt. Hierfür waren folgende Belastungen bis zum Beharrungszustand erforderlich: Die innere und die mittlere Wicklung wurden genau so hoch belastet wie beim vierten Versuch. Der Strom der 13. Spule der äußeren Wicklung wurde wie beim vierten Versuch auf 21 A eingestellt, und die Ströme der darunterliegenden Spulen wurden so gewählt, daß im Beharrungszustand die Kupfertemperaturen aller Spulen (von der ersten bis zur dreizehnten Spule) gleich groß wurden.

Im Beharrungszustand wurden die eingestellten Ströme abgelesen und aus Strom und Spannungsabfall die Kupferwiderstände einzelner Spulen bestimmt. Aus den Kupferwiderständen im warmen Zustand wurden die Kupfertemperaturen der Spulen bzw. der Wicklungen ermittelt. Die aus den Kupferwiderständen und Belastungsströmen im warmen Zustand errechneten Verlustleistungen (Belastungen der

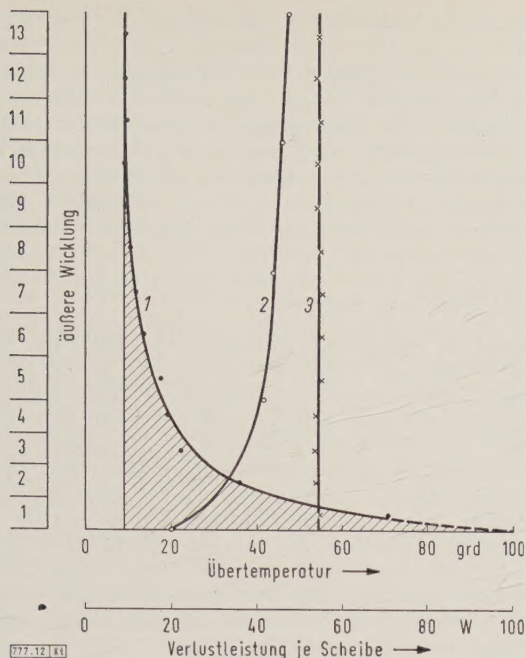


Bild 12. Örtliche Verlustleistungen und Temperaturverlauf der feingestufteten Wicklung mit Ölselbstkühlung.

- 1 Verlustleistung je Scheibe
- 2 Ölüber Temperatur
- 3 Übertemperatur der einzelnen Spulen

Spulen) und die errechneten Kupfertemperaturen der Spulen der äußeren Wicklung sind in Bild 12 angegeben, die örtlichen Kupfertemperaturen der mittleren Wicklung in Bild 13.

Sechster Versuch

Mit diesem Versuch wurde bezweckt, eine Art kupferarme Wicklung mit einer kleineren Zahl Abstufungen des Kupferquerschnitts zu ermitteln. Mit Hilfe von Vorversuchen wurde festgestellt, daß eine vierstufige Wicklung hinsichtlich der Ausnutzung des Leiterwerkstoffes und der verhältnismäßig niedrigeren Herstellungskosten günstig ist. Die innere und mittlere Wicklung wurden genau so wie beim vierten und fünften Versuch mit 15 und 12,5 A belastet. Die Belastungen der oben genannten vier Stufen der äußeren Wicklung sind in Tafel 1 angegeben.

Mit diesen Belastungsströmen wurde ein Dauerlaufversuch gemacht, und im Beharrungszustand wurden die Ströme und Spannungsabfälle an allen Spulen und Wick-

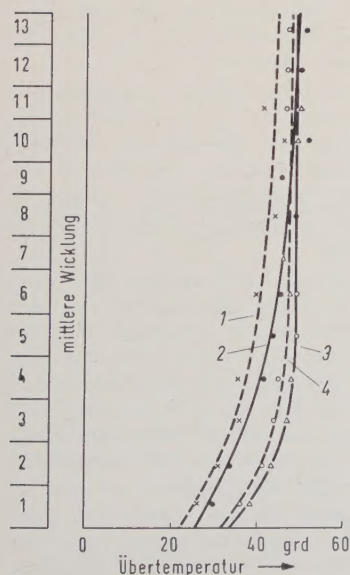


Bild 13. Übertemperaturen der mittleren Wicklung bei verschiedenen Versuchen.

- 1 bei gleichmäßiger Belastung der äußeren Wicklung mit 21 A
- 2 wie 1, jedoch bei 25 A
- 3 feingestufte äußere Wicklung
- 4 grobgestufte äußere Wicklung

lungen gemessen. Aus der Widerstandszunahme wurden die örtlichen und die mittleren Kupferübertemperaturen errechnet. Aus Strom und Kupferwiderstand wurden die Verlustleistungen im Beharrungszustand bestimmt. Die je

Tafel 1. Belastungen der vier Stufen der äußeren Wicklung.

Stufe	I	II	III	IV
Spulen	1	2 bis 5	6 bis 8	9 bis 13
Strom A	57,5	30,0	23,0	21,0

Scheibe abgeführten Verlustleistungen, die Kupferübertemperaturen der einzelnen Spulen und die örtlichen Ölüber Temperaturen sind in Bild 14 angegeben. Die örtlichen Übertemperaturen der mittleren Wicklung sind vergleichsweise wieder in Bild 13 enthalten.

Beurteilung der Meßergebnisse

Wie aus den Meßergebnissen zu ersehen ist, haben alle in den Versuchen untersuchten Wicklungen an den obersten Spulen denselben Leiterquerschnitt, weil diese Spulen bei allen Versuchen mit demselben Strom (21 A) belastet

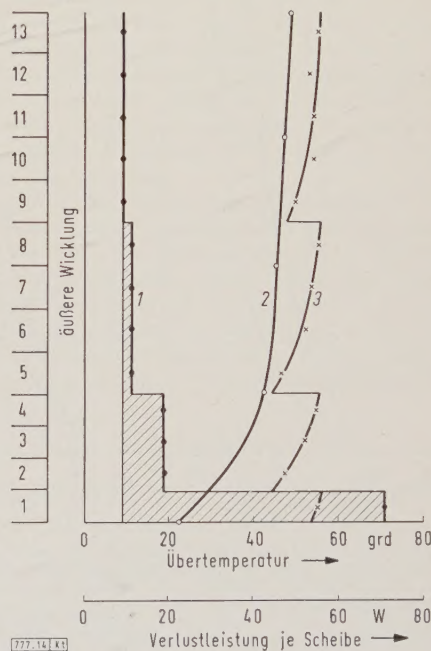


Bild 14. Örtliche Übertemperaturen und Verlustleistungen bei der grobgestufteten Wicklung mit Ölselbstkühlung. Die schraffierten Flächen bedeuten die den Querschnittsänderungen entsprechenden zusätzlichen Wärmeabgaben.

- 1 Verlustleistung je Scheibe
- 2 Ölüber Temperatur
- 3 Übertemperatur der einzelnen Spulen

waren. Demnach kann man annehmen, daß sie die gleichen Leiterquerschnitte aufweisen, wie beim vierten Versuch. Von der zehnten Spule abwärts wurden die Belastungsströme so erhöht, daß man entlang der Wicklung dieselbe Übertemperatur erhielt. Der Grund dafür, daß die letzten vier Spulen bei dieser Übertemperatur fast die gleichen Verlustleistungen hatten, war der Verlauf der Übertemperaturkurve des Oles. Diese Übertemperatur hat einen sehr starken Einfluß auf die örtliche Erwärmung einer Wicklung. Dieser Einfluß ist sogar so groß, daß man bei üblichen Wicklungen aus dem Temperaturverlauf des Oles vor der Wicklung den Temperaturverlauf entlang der Wicklung mit geringem Fehler ermitteln kann.

Wie aus Bild 11 zu ersehen ist, sind die Temperaturkurven der äußeren Wicklung und des Oles einander so ähnlich, daß man sie durch Verschieben ungefähr übereinanderklappen kann. Nur die Spule 1 weicht wegen zu

großer Wärmeabgabe durch die untere Stirnseite davon ab. Das örtliche Temperaturgefälle ist also ungefähr konstant. Diese Beobachtung gilt nur für den Fall, daß die Spulen gleiche Leiterquerschnitte haben und von demselben Strom durchflossen werden.

Bekanntlich hat der Abstand des Ölspiegels von der Wicklung einen großen Einfluß auf die Erwärmung der Wicklungen, besonders auf die der obersten Spulen. Wie aus Bild 7 zu ersehen ist, war der Abstand von der oberen Stirnseite der 13. Spule bis zum Ölspiegel im kalten Zustand 10 cm. Dies war für die durchgeführten Messungen ungünstig, doch ein passender Ölkessel stand seinerzeit nicht zur Verfügung.

Die Höchstübertemperatur beim vierten Versuch wies die 13. Spule auf. Sie betrug 50,5 grd. Beim fünften Versuch war die Übertemperatur aller Spulen bis auf 54 grd gestiegen. Die Ölüber-temperatur stieg auch um etwa 4 grd. Dieser Unterschied entstand dadurch, daß die Gesamtverlustleistung beim fünften Versuch im Vergleich zum vierten Versuch um 408 W zunahm.

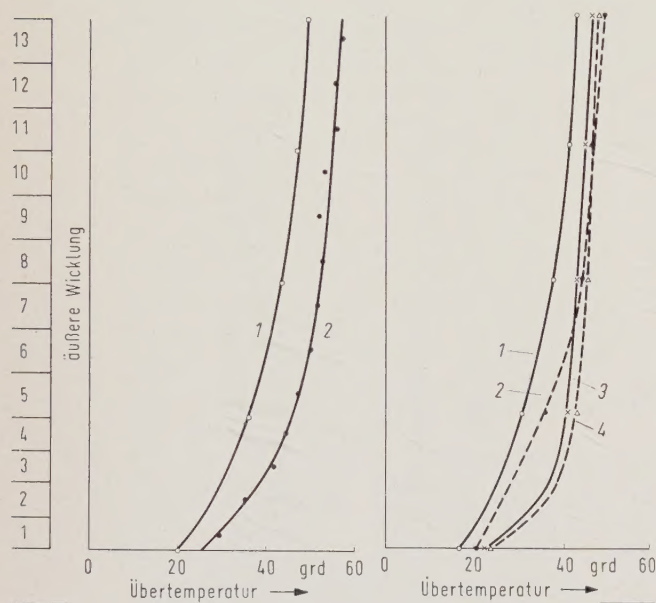


Bild 15. Verlauf der örtlichen Übertemperatur im Kupfer und Öl bei gleichmäßiger Belastung der äußeren Wicklung mit 25 A.

- 1 Ölüber-temperatur
- 2 Übertemperatur in der äußeren Wicklung

Bild 16. Verlauf der örtlichen Übertemperatur des Öls bei verschiedenen Versuchen.

- 1 gleichmäßige Belastung der äußeren Wicklung mit 21 A
- 2 wie 1, jedoch bei 25 A
- 3 feingestufte Wicklung
- 4 grobgestufte Wicklung

Die Wicklung, die bei dem fünften Versuch verwendet wurde, hatte etwa 29% weniger Kupfer als die äußere Wicklung des vierten Versuches. Um zu sehen, ob diese Temperaturzunahme beim fünften Versuch mit der Verlustleistungszunahme proportional ist, hat man die Summen der Verlustleistungen der beiden Versuche gebildet und aus den Meßergebnissen des vierten Versuches die Wärmeabgabezahl mit Hilfe von Gl. (5) bestimmt. Bekanntlich berechnet man die Übertemperatur des Öles bei einem Kessel mit glatter Oberfläche nach folgender Beziehung [2]:

$$\vartheta_{\text{Öl}} = \frac{P_{\text{ges}}}{k F} \quad (5)$$

Hierin bedeuten P_{ges} die Gesamtverlustleistung in Watt, k die Gesamtwärmeabgabezahl durch Strahlung und Konvektion von der Kesselwand an die Umgebung in Watt je Grad Celsius und Quadratmeter und F die gesamte Kühl-oberfläche in Quadratmetern.

Aus den Versuchsergebnissen sind folgende Werte bekannt: $P_{\text{ges}} = 677,6 \text{ W}$, $F = 2,04 \text{ m}^2$ und $\vartheta_{\text{Öl}} = 32 \text{ grd}$. Da der Ölkessel oben mit einem weißen Tuch abgedeckt war,

konnte als Kühl-oberfläche nur die freie Zylinderwand wirken.

Wenn man diese Werte in Gl. (5) einsetzt, so erhält man für die Wärmeabgabezahl k den Wert $10,4 \text{ W/grd m}^2$. Der Grund, weshalb die Gesamtwärmeabgabezahl als verhältnismäßig klein ermittelt wurde, ist die verhältnismäßig kleine Strahlungskonstante der blanken Oberfläche des Aluminiumkessels. Wenn man nun mit derselben Wärmeabgabezahl k die Übertemperatur des Öles beim fünften Versuch ausrechnet, so ergibt sich, daß die mittlere Ölüber-temperatur 51,0 grd sein muß. Die Gesamtverlustleistung bei diesem Versuch war 1085,7 W.

Wenn man nun die beiden Übertemperaturen miteinander vergleicht, so stellt man fest, daß ein Unterschied von 19 grd vorhanden ist. Aus den Vergleichen in Bild 11 und 12 sieht man aber, daß in Wirklichkeit die Ölüber-temperatur nur um 4 grd zugenommen hat. Dies bedeutet also, daß sich die Gesamtwärmeabgabezahl ziemlich verbessert hat. Aus den Meßergebnissen des fünften Versuchs ergibt sich eine Gesamtwärmeabgabezahl von etwa $14,75 \text{ W/grd m}^2$. Um diese Erscheinung besser beobachten zu können, wurde der vierte Versuch mit einem höheren Strom in der äußeren Wicklung wiederholt, und zwar mit 25 A. Den Verlauf der örtlichen Übertemperatur entlang der äußeren Wicklung zeigt Bild 15.

Damit man die Erwärmung des Öles kritisch betrachten kann, sind die Kurven der Ölüber-temperatur in Bild 16 dargestellt. Daraus geht hervor, daß die maximale Übertemperatur an der wärmsten Stelle der äußeren Wicklung beim sechsten Versuch etwa um drei Grad größer geworden ist, als die im fünften Versuch ermittelten, und sieben Grad größer ist als beim vierten Versuch. Außerdem hat die Ölüber-temperatur an den wärmsten Stellen ebenfalls um etwa drei bzw. sieben Grad zugenommen. Mit $861,6 \text{ W}$ Gesamtverlustleistung und mit derselben Kühl-oberfläche und Wärmeabgabezahl wie oben angegeben, wurde die mittlere Ölüber-temperatur rechnerisch zu 40,5 grd ermittelt. Aus dem Vergleich der errechneten und der durch die Versuche erhaltenen Ölüber-temperaturen geht hervor, daß die in dem fünften Versuch verwendete Wicklungsart auf die Temperaturverteilung im Öl (Bild 16) so günstig wirkt, daß im Gegensatz zu der üblichen Wicklungsart im Öl und an der Kesselwand eine gleichmäßigere Temperaturverteilung entsteht, d. h. das Öl wird besser ausgenutzt.

Dieser die Gesamtwärmeabgabezahl erhöhende Effekt kann folgendermaßen erklärt werden: Die hohe Wicklungstemperatur gleich an der untersten Wicklung (d. h. bei der ersten Spule) verursacht einen stärkeren Ölumlau und infolgedessen entsteht ein besserer Wärmetransport von der Wicklung an die Kesselwand. Mithin ist eine höhere Wärmeabgabe von der Kesselwand an die Umgebung vorhanden. Bei den Öltransformatoren mit Selbstkühlung muß man also, wenn man gestufte Wicklung anwendet, für die Gesamtwärmeabgabezahl höhere Werte ansetzen.

Die gleiche Erscheinung ist auch bei der grobgestuften Wicklung zu beobachten. Wie aus Bild 14 zu ersehen ist, sind die schraffierten Flächen die zusätzlichen Wärmeabgaben, die den Querschnittsänderungen entsprechen. Sie bedeuten also, daß man die Leiterquerschnitte einzelner Spulen an diesen Stellen den zusätzlichen Wärmeabgaben entsprechend verkleinern kann.

Nach der Umrechnung dieser Verlustleistungen in Leiterquerschnitte der einzelnen Spulen hat sich ergeben, daß die in vier Stufen ausgeführte Wicklung im Vergleich mit der üblichen Wicklung des vierten Versuches 24% weniger Kupfer benötigt. Dieser Prozentsatz gilt für die äußere Wicklung, da an den anderen beiden Wicklungen nichts geändert wurde. Wenn es sich nur um Scheibenwicklungen oder Drosselspulen handelt, so wird der oben genannte Prozentsatz für die gesamte Wicklung gelten.

Aus Bild 12 und 14 geht hervor, daß, wenn die Schenkellhöhe kleiner oder der Abstand zwischen dem Ölspiegel und der Stirnseite der obersten Spule verhältnis-

mäßig größer gewählt wäre, die feingestuft und grobgestuft Wicklungen weniger Kupfer enthalten können als in den oben angegebenen Beispielen. Man erkennt aus Bild 12 und 14, daß das sehr große Abkühlungsvermögen der ersten Spule allein die Möglichkeit bietet, die Wicklung besser auszunutzen, ohne die Herstellungskosten zu erhöhen. Wie aus Bild 14 hervorgeht, kann der Querschnitt der ersten Spule bis auf ein Achtel herabgesetzt werden, ohne die Höchsttemperatur an der Wicklung zu überschreiten.

Diese gestufte Anordnungen kann man bei Luft- und Öltransformatoren mit kleinerer Leistung und bei Drosselspulen, um Kupfer einzusparen, verwenden. In diesem Fall werden die Kupferverluste selbstverständlich verhältnismäßig höher sein. Man kann auch diese gestufte Anordnung zwecks Erhöhung der Lebensdauer und Belastbarkeit der Transformatoren anwenden. In diesem Fall wird, ohne das Gewicht der Wicklung zu vermindern, dieselbe Kupfermenge den Abkühlungsverhältnissen entsprechend auf die ganze Wicklung wie bei der fein- und grobgestuften Anordnung verteilt.

Bei Wicklungen mit Anzapfspulen kann man diese Anordnung, um den benötigten Raum möglichst klein zu halten, auch anwenden. Wenn bei Transformatoren mit größeren Leistungen diese gestufte Anordnung angewendet werden soll, so muß man wegen der ungleichmäßig werdenden Durchflutungsverteilung längs der Wicklungsschenkel die Auswirkung der Stufung auf die Zusatzverluste und die Kurzschlußkräfte in axialer Richtung sowie die Reflexionen der Überspannungswellen an den Übergangsstellen bei Transformatoren mit hoher Spannung genau untersuchen. Diese Probleme wurden in dieser Arbeit jedoch nicht behandelt.

Zusammenfassung

Zwecks Ermittlung der Wärmeabgabefähigkeit einer Wicklung und der Wärmeübertragung in Luft und im Öl, wurden an einer Versuchsanlage Messungen an Transformatoren durchgeführt, um zu prüfen, ob diese Wicklung besser ausgenutzt werden kann. Bei der Bestimmung der örtlichen Wärmeabgabeverhältnisse wurde ein Verfahren angewendet, bei dem der Wärmeaustausch zwischen den benachbarten Wicklungselementen ausgeschaltet wurde. Die Messungen in Luft ergaben, daß durch eine feine Stufung der Spulen, d.h. durch Änderung der Leiterquerschnitte aller Spulen den örtlichen Abkühlungsverhältnissen entsprechend das Kupfergewicht der Wicklung um 18 % vermindert werden kann, ohne die Wicklung thermisch zu gefährden. Bei Röhrenwicklung gilt dieser Prozentsatz nur

für die äußere Wicklung, bei Scheibenwicklung und Drosselspulen für das gesamte Wickelkupfer.

Bei einer dreistufigen Wicklung, d.h. wenn drei verschiedene Spulenarten verwendet werden, die drei verschiedene Leiterquerschnitte haben, kann man die Kupfergewichte um etwa 15 % vermindern. Eine solche grobgestufte Wicklung bedingt im Vergleich zu einer feingestuft Wicklung geringere Herstellungskosten. Wenn man die Abnahme der mittleren Durchmesser der Spulen berücksichtigt, so können sich diese Prozentsätze noch etwas erhöhen. Bei den Messungen im Öl wurde festgestellt, daß durch die Stufung der Spulen die äußere Wicklung kupferärmer ausgeführt werden kann. Aus den Meßergebnissen ging hervor, daß eine um 29 % Kupfergewicht verminderte feingestufte Wicklung im Vergleich zu der üblichen ungestuften Wicklung eine Zunahme der Übertemperatur von nur 4 grd an der wärmsten Stelle der Wicklung oder des Oles verursacht. Aus den durchgeführten Rechnungen ergab sich, daß bei der ungestuften Wicklung bei verschiedenen großen Gesamtverlustleistungen ein Unterschied der Übertemperaturen von 19 grd auftreten müßte.

Die Übertemperaturkurven im Öl zeigen, daß durch die Stufung der Spulen eine günstigere Temperaturverteilung im Öl und an der Kesselwand entsteht. Infolge der erhöhten Geschwindigkeit des Ölumlufs und des gleichmäßigeren Temperaturverlaufes wird der Wärmetransport von der Wicklung zur Kesselwand und die Wärmeabgabe von der Kesselwand an die Umgebung beschleunigt. Man kann hier von einer besseren Ausnutzung des Oles sprechen. Infolgedessen müssen die Übertemperaturen bei solchen gestuften Wicklungen mit höheren Wärmeabgabezahlen berechnet werden.

Der Versuch mit vierstufig ausgeführter Wicklung hat ähnliche Verhältnisse ergeben wie bei der feingestuft Wicklung. Es hat sich gezeigt, daß diese verhältnismäßig geringen Herstellungskosten bedingende grobgestufte Wicklung etwa 24 % weniger an Kupfer benötigt als die übliche ungestufte Wicklung. Der Querschnitt der ersten Spule kann bis auf ein Achtel herabgesetzt werden, ohne daß die Höchsttemperatur an der Wicklung überschritten wird.

Schrifttum

- [1] Vidmar, M.: Der kupferarme Transformator. Julius Springer-Verlag, Berlin 1935.
- [2] Richter, R.: Elektrische Maschinen, Bd. III. Transformatoren, Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1954.
- [3] Montsinger, M. V.: Loading transformers by temperature. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 49 (1930) S. 776-792.
- [4] Boduroglu, T.: Einfluß der Höhe auf die örtliche und mittlere Wärmebelastbarkeit der Wicklungsfläche von Lufttransformatoren auf Grund von Modellversuchen. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 77 (1960) S. 277-287.

Theorie der Ferroresonanz

DK 621.317.63 : 621.319.1

Die bislang unter der Bezeichnung „Ferroresonanz“ bekannte Hystereserscheinung der Strom-Spannungs-Kennlinie eines Schwingkreises mit eisenhaltiger Spule wird für einen Werkstoff mit rechteckförmiger Magnetisierungskurve und für Betrieb der Schaltung mit rechteckförmiger Spannung untersucht¹⁾. Das Experiment ergibt einen um so ausgeprägteren Effekt, je mehr die Magnetisierungskurve des Kernwerkstoffs der Rechteckform gleicht. Daraus wird geschlossen, daß die Erscheinung nicht durch Resonanz, wie früher vermutet wurde, verursacht wird, sondern durch eine infolge der Reihenkapazität wirksam werdende Rückführung.

Die Verwendung der Rechteckspannung ermöglicht unter Annahme einer rechteckförmigen Magnetisierungskurve eine

Rechnung, die im Gegensatz zu der für Betrieb mit sinusförmiger Spannung zu einfachen Gleichungen führt. Diese beschreiben nicht nur die Erscheinung, sondern erlauben auch wegen ihres einfachen Aufbaus Einblick in das physikalische Geschehen. Aus dem gleichen Grund ermöglichen sie die Berechnung des stationären und dynamischen Verhaltens der Schaltung. Ihr Stabilitätsbereich wird angegeben. Der Frequenzgang hinsichtlich einer niederfrequenten, die Rechteckspannung amplitudenmodulierenden sinusförmigen Spannung wird berechnet und für einige Parameterwerte dargestellt. Ein Verfahren zur Berechnung der Übergangsfunktion wird vorgeschlagen, aber nicht durchgeführt. Schließlich wird versucht, eine physikalisch anschauliche Erklärung der Erscheinung auf Grund der Wirksamkeit einer Rückführung zu geben.

HB

¹⁾ Nach Salihi, J. T.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (i) Bd. 79 (1960) S. 755-762; 10 B., 10 Qu.

Stromversorgung eines Motorenprüffeldes mit netzfremden Frequenzen

Von Heinz-Günter Gerlach, Zürich*)

DK 621.317.2 : 621.314.261

Zweck der Anlage

Der Umformung der Stromart kommt bei der Prüfung elektrischer Motoren besondere Bedeutung zu, weil die Speisefrequenz das Verhalten der Elektromotoren wesentlich beeinflusst. Passende Umformer mit ausreichender Leistung stehen oft nicht zur Verfügung.

Für die Mehrzahl der mit Motoren durchzuführenden Versuche wird eine Stromquelle mit gleichbleibender Frequenz verlangt; außerdem kann in einigen Fällen auch eine stetig veränderliche Frequenz erwünscht sein. Deshalb soll im folgenden auf Möglichkeiten hingewiesen werden, die sich schaltungsmäßig mit einem unter Umständen vorhandenen Maschinenpark verwirklichen lassen, wie man bei Bruchteilen oder Vielfachen der Netzfrequenz leistungsstarke Speisequellen erhält. Auf diese Weise kann man alle Frequenzarten — darunter als wichtigste $16\frac{2}{3}$ und 60 Hz — mit den schon vorhandenen vierpoligen Maschinen und durch einen einzigen zusätzlichen Schleifringanker-motor erzeugen.

An Hand einer ausgeführten Anlage¹⁾ sollen praktische Lösungen der Stromversorgungsaufgabe beschrieben wer-

den üblichen Typengrößen des Fertigungsprogramms, so daß auch der größte serienmäßig hergestellte Motortyp durch die Prüfungen erfaßt werden kann. Es wird empfohlen, als Einheiten Maschinen gleicher Typengröße (d. h. die umlaufenden Maschinen für gleiches Drehmoment) zu wählen. Im vorliegenden Fall beträgt die Typenleistung etwa 100 kW (Motor vierpolig). Auf die für die Steuerungsvorgänge erforderlichen Hilfsmaschinen (7, 8) wird nicht weiter eingegangen. Besondere Steuerungen, die der kombinierten Stromrückgewinnungs- und Gegenstrombremsung bei konstanter Frequenz sowie der Leistungsrückgewinnung bei gleichzeitig stetig veränderlicher Frequenz dienen, sind in einem anderen Aufsatz beschrieben [1].

Die Maschinenanordnung wird maßgeblich durch die Gleichstromeinheiten 3, 6 und 9 bestimmt, weil diese zur Herstellung elastischer Drehzahlkombinationen verschiedene Wellen antreiben müssen. Die Leistungswaage 9, die zusammen mit dem austauschbaren Prüfling 10 die Prüfgruppe L bildet, arbeitet üblicherweise auf den Leonard-generator 3, der mit einem vierpoligen Drehstrommotor (z. B. 2) gekuppelt ist und die Bremsleistung ins Netz zu-

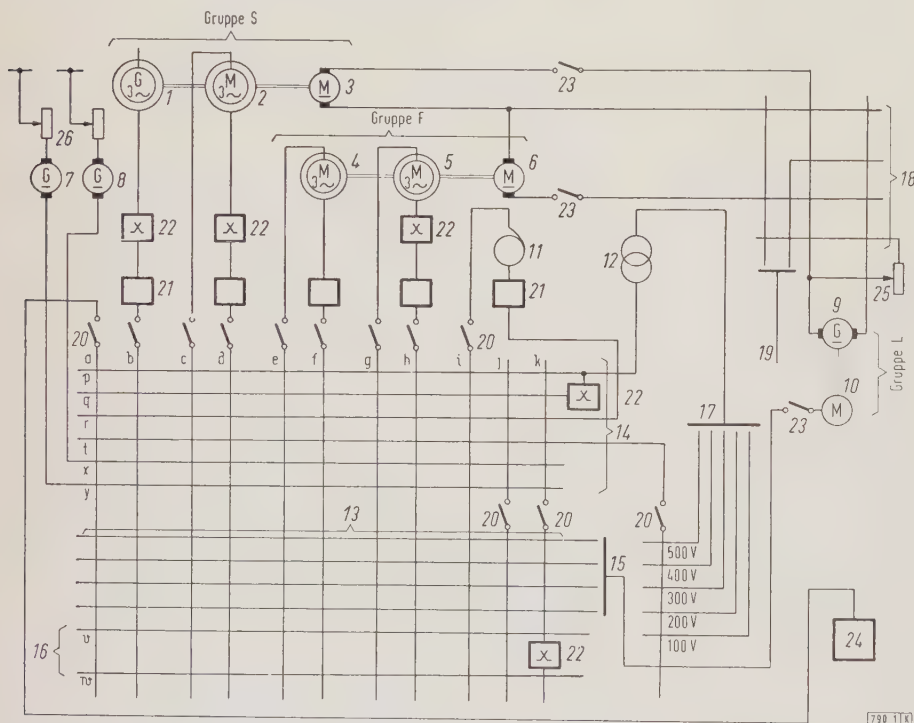


Bild 1. Prinzipschaltung der Stromversorgung eines Prüffeldes für elektrische Motoren. Erläuterungen im Text.

- Gruppe S Synchrongruppe
- Gruppe F Frequenzgruppe
- Gruppe L Prüfgruppe
- 1 bis 10 Prüffeldmaschinen
- 11 Drehtransformator
- 12 Regeltransformator
- 13 Drehstromlinienwähler
- 14 Speiseleitungen
- 15 Drehstromsammelschiene
- 16 Hilfssammelschienen
- 17 Anzapfungen des Transformators 12
- 18 Gleichstromlinienwähler
- 19 Gleichstromsammelschiene
- 20 Handschalter des Drehstromlinienwählers
- 21 Umschaltfelder der Ständerwicklungen im Drehstromlinienwähler nicht lösbare Anordnung zum Ändern der Phasenfolge des Drehstromsystems zwecks Drehrichtungsumkehr
- 22 Luftschütze
- 23 Wasserwiderstand
- 24 Belastungswiderstand für Gleichstrom
- 25 Anlaßwiderstände
- a bis k abschaltbare senkrechte Schienen (a zum Wasserwiderstand, b bis h zu den Ständer- und Läuferwicklungen der Gruppen S und F, i Eingang zum Drehregler, j und k Hilfsschienen)
- p, q Ausgang vom Drehregler
- r Ausgang vom Regeltransformator
- t Erregerschienen
- x, y Erregerschienen
- v, w Hilfssammelschienen

den, die über die Vielseitigkeit ihrer Verwendungsmöglichkeit hinaus auch noch eine große Sicherheit des Prüffeldbetriebes anstreben. Ein Linienwähler, mit dem die Drehstrommaschinen-Wicklungen sowohl ständerseitig als auch läuferseitig verbunden sind, bildet einen wesentlichen Bestandteil der Frequenz-Umschaltvorrichtung. Für die mit den Gleichstrommaschinen herzustellenden Schaltungen stehen vollautomatische Schablonen zur Verfügung, die jegliche Bedienungsfehler ausschließen.

Grundsätzlicher Aufbau der Maschinenanlage

In Bild 1 ist diese Motorenprüfanlage im Prinzipschaltbild dargestellt. Das Schema umfaßt eine Reihe von Maschinen und einen Transformator (genannt Einheiten), einen Linienwähler und die Hauptleitungen, soweit sie die Stromversorgung betreffen. Leistungsmäßig entsprechen die Ma-

rückliefert. Es ist naheliegend, mit der Welle der Gruppe S (Bild 1) auch noch den Synchrongenerator 1 zu koppeln, so daß ein kleiner Leistungskreis für den normalen Bremsfall entsteht.

Um die Speisefrequenz z. B. des Generators 1 stufenlos zu verändern, bedarf es der Gleichstromübertragung zwischen den Einheiten 3 und 6, wobei 6 durch den vierpoligen Drehstrommotor 4 angetrieben wird, der vom Netz gespeist wird. Auf die Rückgewinnung der Bremsenergie braucht deshalb nicht verzichtet zu werden. Die für Stromrückgewinnung entwickelte Frequenzänderungsschaltung nach Bild 2, für welche die oben erwähnte Steuerung [2] mit getrennter Einstellbarkeit der Frequenz und des Belastungsdrehmoments vorgesehen ist, ermöglicht die galvanische Rückführung der Bremsleistung in den Gleichstromkreis.

Die zweite Gruppe (Frequenzgruppe F) in Bild 1 dient zur Erweiterung des Leistungsbereichs, sobald zweipolige Motoren mit größerer als der Einheitsleistung P abgebremst werden sollen. Bild 3 zeigt die Reihenschaltung der

*) Dipl.-Ing. H.-G. Gerlach ist Leiter des Studienbüros der Landert-Motoren AG in Bülach, Kanton Zürich/Schweiz.

1) Das in dieser Arbeit beschriebene Prüffeld wurde in der Landert-Motoren AG in Bülach entwickelt.

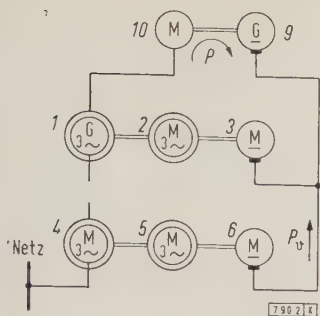


Bild 2. Frequenzänderungsschaltung für Stromrückgewinnung. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

P Nennleistung der vierpoligen Maschinen

P_v Verlustleistung

Gleichstromgeneratoren 3 und 6 im Zusammenhang mit dem erweiterten Energiekreislauf für zweipolige Motoren. Dabei wird der Prüfling bis zum Betrag der doppelten Einheitsleistung $2P$ über den Drehtransformator 11 gespeist, dessen Ständerwicklung statt in Reihe parallel zu schalten ist; sein Regelbereich wird damit von 0 bis 760 V auf 190 bis 570 V vermindert und gleichzeitig seine Durchgangsleistung verdoppelt. Die Gleichstromgeneratoren 3 und 6 können außerdem, beide vom Netz her mit 1500 U/min angetrieben, sowohl in Reihenschaltung als auch in Parallelschaltung als unabhängige Gleichspannungsquelle benutzt werden.

In bestimmten Fällen ist jeweils einer der verschiedenen Spannungsquellen der Vorzug zu geben. So ist z.B. der Synchrongenerator 1 hervorragend für die schnelle Prüfung kleinerer Motoren geeignet. Dieser ist vor allem unabhängig von den Spannungsschwankungen des übrigen Netzes und daher besonders brauchbar für Versuche, die zeitliche Spannungs Konstanz verlangen.

Demgegenüber stellt der Drehtransformator 11 eine in weitem Bereich regelbare, verhältnismäßig lastunabhängige Stromquelle mit guten dynamischen Eigenschaften dar. Er eignet sich daher besonders für Prüflinge der höheren Leistungsbereiche bei stark veränderlicher Leistungsentnahme, die besonders zur Bestimmung des Kippmoments nötig ist. Außerdem kann der Drehtransformator 11 als stufenlos einstellbare induktive Belastung benutzt werden.

Bei Einschaltversuchen, Dauerschaltversuchen usw. kann man vorteilhaft die Leistung über die Anzapfungen des Regeltransformators 12 entnehmen, der natürlich den kleinsten Spannungsabfall aufweist. In erster Linie dient jedoch der Transformator zur ständigen Versorgung mehrerer Prüflinge, an denen mittels kleiner Zusatzregler auch Zwischen Spannungen eingestellt werden können. Mit Ausnahme der Synchronmaschine 1 haben die Drehstrommotoren ausschließlich symmetrische Wicklungen und können daher wahlweise als Asynchron- und Synchronmaschinen verwendet werden.

Die Ständerwicklungen der Drehstrommaschinen 1, 2, 4 und 5 sind zweckmäßigerweise in mehrere Spannungsstufen unterteilt, so z.B. zur Herstellung der Stern-Reihenschaltung, Dreieck-Reihenschaltung und Dreieck-Parallelschaltung, entsprechend 660, 380 und 190 V bei 50 Hz. Damit wird eine weitgehende Anpassung an den jeweiligen Spannungsbedarf der Prüflinge erreicht, vor allem an die wichtigen Spannungen 500 V bei 50 Hz oder 220 V bei $16\frac{2}{3}$ Hz oder 380 V bei 50 und 60 Hz sowie 220 V bei 50 und 60 Hz. Die Läuferwicklungen der Maschinen mit Schleifringen sind

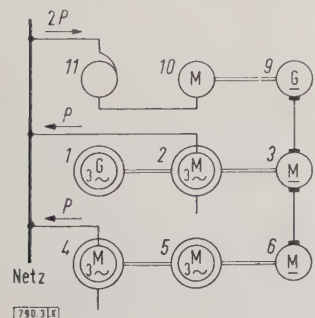


Bild 3. Erweiterter Leistungskreis für zweipolige Maschinen. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

alle für 380 V ausgelegt und daher zum Anschluß an die Netzsammelschiene geeignet. Die Erregereinheiten 7 und 8 sind für den Anlaßvorgang mit der größten Spannungstufe einer Ständerwicklung ausgelegt, damit der Erregergleichstrom so klein wie möglich wird.

Einfache Summenfrequenzen

In der zwei vierpolige Drehstromeinheiten enthaltenden Synchrongruppe S (Bild 1) gibt es nur eine Additionsvariante. Wird die Gruppe vom Netz gespeist und beträgt die Eingangsfrequenz $f_I = 50$ Hz, so können ausschließlich 100 Hz erzeugt werden. Die Gruppe S wird daher im allgemeinen zur Verdoppelung der Netzfrequenz und als Ausgang für weitere Kombinationen in der Wirkungsweise eines Vorstufenwandlers gebraucht.

Die Frequenzgruppe F enthält zum Unterschied gegenüber Gruppe S zwei Asynchronmaschinen 4 und 5 verschiedener Polzahlen. Die Motoren können genauso wie die Maschine 2 einzeln selbständig hochlaufen und wahlweise entweder als Synchronmotoren oder als umlaufende Frequenzwandler benutzt werden. Die Maschinen 2 und 4 sind die gleichen. Die sechspolige Einheit 5 wurde ursprünglich wegen der Bahnfrequenz $16\frac{2}{3}$ Hz benötigt, wird aber darüber hinaus für die nachfolgend beschriebene große Zahl von neuen Kombinationsmöglichkeiten verwendet.

Die synchronen Antriebsdrehzahlen n_{s4} und n_{s5} der Motoren 4 und 5 ergeben sich aus deren Polpaarzahlen p_4 und p_5 und der Primärfrequenz am Antriebsmotor f_{Ia} :

$$n_{s4} = \frac{f_{Ia}}{p_4}; \quad n_{s5} = \frac{f_{Ia}}{p_5}. \quad (1)$$

Wenn f_{Ib} die Primärfrequenz und f_{II} die Sekundärfrequenz des Frequenzwandlers bedeuten, so folgt die additive Frequenzumsetzung aus der Beziehung:

$$f_{II} = p_4 n_{s5} \pm f_{Ib}, \quad f_{II} = p_5 n_{s4} \pm f_{Ib}, \quad (2)$$

$$f_{II} = \left(\frac{p_4}{p_5} \right)^{\pm 1} \cdot f_{Ia} \pm f_{Ib}.$$

Mit $f_{Ia} = f_{Ib} = 50$ Hz und $p_4 = 2$, $p_5 = 3$ erhält man nach Gl. (2):

$$\frac{f_{II}}{50 \text{ Hz}} = \left| \left(\frac{2}{3} \right)^{\pm 1} \pm 1 \right|. \quad (3)$$

Mithin werden mit Gruppe F allein vier verschiedene Speisefrequenzen erhalten, nämlich $16\frac{2}{3}$, 25, $83\frac{1}{3}$ und 125 Hz.

Als Primärstromquellen für die Gruppe F kommen außer dem Netz (50 Hz) auch noch Gleichstromquellen (Frequenz 0) und Gruppe S als Vorstufenwandler (100 Hz) in Betracht. Nach Gl. (2) läßt sich mit der Gruppe F und den obengenannten Grundfrequenzen ein variationsfähiges Mischprogramm verwirklichen. Im Hinblick auf die spätere Darstellungsweise sollen einige ganzzahlige Koeffizienten eingeführt werden, die es gestatten, die schaltungstechnischen Gegebenheiten in geschlossene mathematische Formeln zu kleiden. Wenn man nämlich die Art der Drehstromschaltung der Gruppe F in allgemeiner Form durch den Exponenten des ersten Gliedes bzw. durch das letzte Glied auf der rechten Seite von Gl. (3), durch die sogenannten Schaltungskoeffizienten $k = 1$, $k = -1$ bzw. $k_I = 1$, $k_I = -1$ bezeichnet und zur Kennzeichnung der Primärfrequenzen die „Eingangsziffer“ z_1 mit 1 und 2 und z_2 mit 0, 1 und 2 einführt, so läßt sich folgender allgemeiner Frequenzumwandlungsfaktor angeben:

$$\frac{f_{II}}{50 \text{ Hz}} = \left| \left(\frac{2}{3} \right)^k \cdot z_1 + k_I z_2 \right|. \quad (4)$$

In Tafel 1 sind die nach Gl. (4) mit den Gruppen F und S in einfacher Addition zu erzielenden Synchronfrequenzen (deren Konstanz die gleiche ist wie bei der Netzfrequenz) zusammengestellt. Es kommen in der Aufstel-

lung die natürlichen Vielfachen der Grundfrequenzen $50/3$ und $50/2$ Hz vor. Die Nenner 3 und 2 der Netzfrequenz-Umwandlungsfaktoren entsprechen den Polpaarzahlen der Maschinen. Manche Frequenzen erscheinen in Tafel 1 doppelt. Man hat hier ähnlich wie bei Netzfrequenz die Wahl zwischen lastabhängiger und lastunabhängiger Spannung, erzeugt entweder durch Gleichstrom- oder Wechselstromerregung. Ob man die Gruppe F für 3000 U/min auslegen will, ist eine Frage des Aufwands, der nicht unbedingt wirtschaftlich zu sein braucht. Die Gültigkeit der Spalte $z_1 = 2$, $k = -1$ erfährt dadurch eine Einschränkung.

Wenn man den Drehstromantrieb der Gruppe F durch den Gleichstrommotor 6 in der Leonardschaltung mit 3 ersetzt, so erhält man einige sich überschneidende Frequenzbereiche. Je nachdem, ob eine vierpolige oder eine sechspolige Maschine als Generator arbeitet, können mit Gleichstromerregung Frequenzen von 0 bis 50 Hz oder von 0 bis

Tafel 1. Mittels der Gruppen F und S in einfacher Addition erzeugbare Frequenzen.

z_1	1		2	
f_{Ia}	50 Hz		100 Hz	
k	1	-1	1	-1
n U/min	1000	1500	2000	3000
bei $z_2 = 0$, $f_{Ib} = 0$ Hz und $k_I = \pm 1$				
$f_{II}/50$ Hz	2/3	3/2	4/3	6/2
f_{II}	$33\frac{1}{3}$ Hz	75 Hz	$66\frac{2}{3}$ Hz	150 Hz
bei $z_2 = 1$, $f_{Ib} = 50$ Hz und $k_I = 1$				
$f_{II}/50$ Hz	5/3	5/2	7/3	8/2
f_{II}	$83\frac{1}{3}$ Hz	125 Hz	$116\frac{2}{3}$ Hz	200 Hz
bei $z_2 = 1$, $f_{Ib} = 50$ Hz und $k_I = -1$				
$f_{II}/50$ Hz	1/3	1/2	—	—
f_{II}	$16\frac{2}{3}$ Hz	25 Hz	$(16\frac{2}{3})^1$ Hz	$(100)^1$ Hz
bei $z_2 = 2$, $f_{Ib} = 100$ Hz und $k_I = 1$				
$f_{II}/50$ Hz	8/3	7/2	10/3	10/2
f_{II}	$133\frac{1}{3}$ Hz	175 Hz	$166\frac{2}{3}$ Hz	250 Hz
bei $z_2 = 2$, $f_{Ib} = 100$ Hz und $k_I = -1$				
$f_{II}/50$ Hz	4/3	—	—	—
f_{II}	$66\frac{2}{3}$ Hz	$(25)^1$ Hz	$(33\frac{1}{3})^1$ Hz	$(50)^1$ Hz

1) Die eingeklammerten Frequenzen können anderweitig vorteilhafter erzeugt werden, z. B. ohne Vorstufenwähler.

75 Hz eingestellt werden. Wird dagegen eine der Einheiten 4 und 5 mit Drehstrom erregt und Gruppe F mit 0 bis 2000 U/min angetrieben, so entstehen zwei weitere Bereiche höherer Frequenz, nämlich nach Bild 4 a 50 bis 150 Hz und nach Bild 4 b 100 bis 267 Hz. Wenn die Gruppe F bis 3000 U/min ausgelegt ist, so lauten die entsprechenden Bereichsgrenzen 50 bis 200 Hz und 100 bis 350 Hz.

Kaskadenschaltungen

Das Frequenzschema in Tafel 1 ist im Grunde genommen unbefriedigend, weil die wichtige Periodenzahl 60 Hz darin nicht auftritt. Da die Drehzahl einer Umformerwelle und die Sekundärfrequenz so miteinander zusammenhängen, daß die ihr entsprechende Polpaarzahl im Nenner des Umwandlungsfaktors $f_{II}/50$ Hz erscheint, kann man bei Kaskadenschaltung der Einheiten 4 und 5 damit rechnen, daß man in deren Sekundärkreis Vielfache der Grundfrequenz $50 \text{ Hz}/(p_4 + p_5)$ erhält [Tafel 1 und Gl. (4)]. Mit einer Frequenz von 10 Hz lassen sich aber aus 50 Hz unschwer 60 Hz erzielen.

Arbeitsweise der gleich- und gegensinnig geschalteten Asynchronkaskade

Zwei Asynchronmaschinen ungleicher Polzahl, mechanisch und elektrisch gekuppelt, ergeben eine Kaskade. Die Sekundärfrequenz f_{II} tritt in den miteinander verbundenen umschaltbaren Ständerwicklungen der hintereinandergeschalteten Maschinen 4 und 5 auf. Die Hintermaschine ist ähnlich wie ein Einzelmotor durch eine Anlaßkombination mit Erregermaschine abgeschlossen. Bei erregter Gleichstrommaschine gelten für die Frequenz f_{II} in den Ständern von 4 und 5 die Beziehungen:

$$f_{II} = f_I + p_4 n, \quad (5)$$

$$f_{II} = \left(\frac{-}{+} \right) p_5 n. \quad (6)$$

Die aus Gl. (5) zu eliminierende Drehzahl der Kaskade

$$n = - \frac{f_I}{p_4 \left(\frac{+}{-} \right) p_5} \quad (7)$$

bestätigt, daß sich die Hintereinanderschaltung wie ein einzelner Motor mit der Polpaarzahl $p_4 \left(\frac{+}{-} \right) p_5$ verhält. Das Minuszeichen vor dem Bruchstrich in Gl. (7) besagt, daß der Drehsinn der Kaskade ähnlich dem läufergespeisten Einzelmotor dem Umlaufsinn des Primärfeldes entgegengerichtet ist. Im gemeinsamen Stromkreis beider Ständer stellt sich dann folgendes Frequenzverhältnis ein:

$$\frac{f_{II}}{f_I} = \frac{1}{1 \left(\frac{+}{-} \right) \frac{p_4}{p_5}} \quad (8)$$

Die wechselweisen Aufgaben von 4 und 5 sind bezüglich ihrer Läuferspeisungen vertauschbar, was sich hinsichtlich der Frequenz darin ausdrückt, daß das Polzahlverhältnis in Gl. (8) reziprok erscheint.

Durch Vertauschung zweier Stränge in der Verbindung der Ständer wird der gegensinnige Betrieb der Kaskade bewirkt, d. h. nach dem Einschalten des Primärstromes sind die Drehfelder und Momente beider Motoren gegeneinander gerichtet. Es entstehen so unter Beachtung der eingeklammerten Vorzeichen in Gl. (6) bis (8) bei einer Enddrehzahl der Kaskade von 3000 U/min zwei neue Sekundärfrequenzen.

Die Sekundärleistung eines asynchronen Kaskadenumformers ist im Gegensatz zu der eines Motorgenerators gleich der Typenleistung der Vordermaschine bei Primärfrequenz, unabhängig von der Umformerdrehzahl, denn die Hintermaschine nimmt an der äußeren Leistungsbilanz nicht teil. Infolgedessen ergibt sich für die gleichsinnig geschaltete Kaskade eine gute Ausnutzung, indem die Summen-Typenleistung ihrer Einheiten, bezogen auf die Abgabefrequenz in den Sekundärkreis übergeht. Bei gegensinniger Schaltung wird nur die Differenz-Typenleistung der Maschine abgegeben.

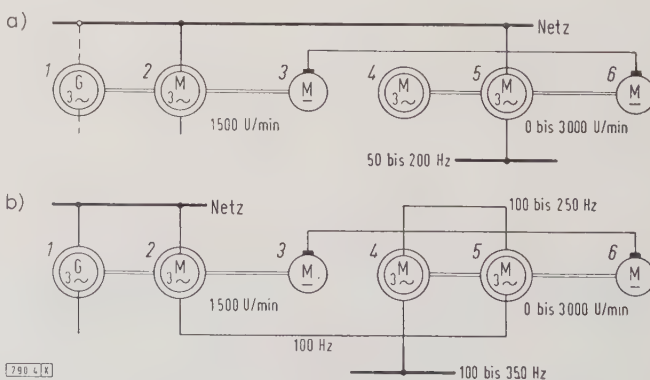


Bild 4. Schaltung zur Erzeugung stetig veränderlicher, höherer Frequenzen. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

a) Bereich 50 bis 200 Hz, b) Bereich 100 bis 350 Hz.

Über die stabilen Arbeitspunkte der Kaskade gibt Bild 5 Auskunft, das die Abhängigkeit der Sekundärfrequenz f_{II} von der Umformerdrehzahl n zeigt. Die möglichen Betriebsfälle als Asynchronkaskade sind durch die Schnittpunkte A, B, C und D der dick gezeichneten Frequenzlinienabschnitte gekennzeichnet [Gl. (5) und (6)]. Während in den Fällen A und B die gleichnig geschaltete Kaskade eine Untersetzung der Frequenz und der Umformerdrehzahl ins Langsame bewirkt, kann durch gegensinnige Schaltung gemäß C und D eine Übersetzung auf übersynchrone Werte stattfinden. Die Funktionen sind allerdings hier nicht mehr so übersichtlich.

In der Schaltung mit dem Motor mit größerer Polzahl als Hintermaschine kann die gegensinnig geschaltete Kaskade trotz entgegengerichteter Einzeldrehmomente selbständig auf 3000 U/min hochlaufen. Da die im Anlaufwiderstand der Hintermaschine verbrauchte Wirkleistung induktiv über die Luftspalte beider Einheiten übertragen wird, erzeugt die Maschine mit größerer Polzahl wegen der geringeren Drehfeldgeschwindigkeit ein für den Antrieb der Gruppe freiverwendendes Überschußmoment. Die Vordermaschine 4 wird also in Richtung des Drehfeldes ihres Ständers durch den Hintermotor angetrieben (positiver Drehsinn). Dadurch steigt wiederum die Frequenz f_{II} des rückwärtigen Antriebsmotors 5. Frequenz und Drehzahl nehmen gemeinsam bis zum stabilen Schnittpunkt G in Bild 5 zu.

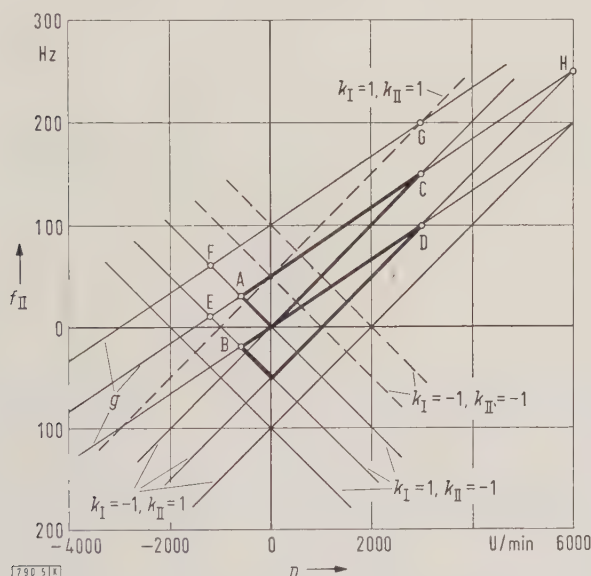


Bild 5. Frequenzlinienfeld des Kaskadenumformers 4 und 5, gemäß Bild 1.
Erläuterungen im Text.

f_{II} Frequenz der in den Ständerwicklungen beider Maschinen induzierten Spannungen

 n Umformerdrehzahl

g Grundlinienschar, willkürlich aus den Frequenzen des Motors 4 (statt 5) gebildet

$k_I = 1, k_{II} = -1$	normales Frequenzlinienfeld des Motors 5
------------------------	--

$k_I = -1, k_{II} = 1$ spiegelbildliche Linienschar der Frequenzen des Motors 5
A bis H Arbeitspunkte

Wird nicht die sechspolige, sondern die vierpolige Maschine als Hintermaschine verwendet, so überwiegt im Anlauf das motorische Moment der vorderen Einheit. Die in Bild 5 positiv dargestellte Drehzahl entspricht der Richtung des üblichen Motorbetriebes; nach Gl. (7) ist dieser Drehsinn als negativ definiert. Nach Bild 5 sinkt die Sekundärfrequenz, bis die Maschine 5 die Leerlaufdrehzahl erreicht. Die Maschine kann allein nicht mehr hochlaufen; die Kaskade muß mit Fremdantrieb (etwa durch Antrieb der Gleichstrommaschine 6) auf Betriebsdrehzahl gebracht werden. Nach Bild 5 stellt sich im Punkt D ein neuer Zustand ein. Der Motor 5 läuft übersynchron beim Schlupf $s = -2$. Er arbeitet als doppeltgespeister Motor. Die Kaskade verhält sich so, wie die im folgenden Abschnitt behandelten doppeltgespeisten Kaskaden. Sie gehört nur noch schaltungsmäßig zu den Asynchronkaskaden.

Doppeltgespeiste Kaskade

Es ist möglich, an Stelle der Gleichstromerregung eine zweite Drehstromspeisung in die Kaskadenschaltung vorzunehmen. Wenn man die Kaskaden-Schaltungskoeffizienten $k_{\text{I}}=1$, $k_{\text{I}}=-1$ und $k_{\text{II}}=1$, $k_{\text{II}}=-1$ einführt, die bezüglich der Phasenfolge die Anschlußmöglichkeiten auf der Primär- und Sekundärseite festlegen, so gehen Gl. (5) und (6) in folgende allgemeingültigen Gleichungen über, die das Frequenzlinienfeld in Bild 5 begründen:

$$f_{II} = f_{IA} + p_A n, \quad (9)$$

$$k_{II} f_{II} = k_I f_{I5} + p_5 n. \quad (10)$$

Darin kennzeichnen $k_I = 1$ und $k_{II} = 1$ einen direkten und $k_I = -1$ sowie $k_{II} = -1$ einen phasenvertauschten Anschluß an die Primär- bzw. Sekundärseiten (vgl. die Kreuzungssymbole 22 in Bild 1).

Die Drehzahl

$$n = - \frac{f_{I4} - k_I k_{II} f_{I5}}{p_4 - k_{II} p_5} \quad (11)$$

und die Sekundärfrequenz

$$f_{II} = \frac{f_{I4} - k_I \frac{p_4}{p_5} f_{15}}{1 - k_{II} \frac{p_4}{p_5}} \quad (12)$$

können als Abszisse und Ordinate des Arbeitspunktes aus den Kennlinien in Bild 5 abgelesen werden.

Bild 5 gibt einen anschaulichen Überblick über sämtliche Kombinationsmöglichkeiten, welche die doppeltgespeiste Kaskade 4 und 5 mit und ohne Vorstufenwandler bietet. Die im vorigen Abschnitt beschriebene Asynchronkaskade kann auch als Sonderfall der doppeltgespeisten angesehen werden, indem $f_{14} = 0$ bzw. $f_{15} = 0$ zu setzen ist. Terminologisch kann man im allgemeinen nicht mehr von Vorder- und Hintermaschine sprechen, denn hinsichtlich der elektrischen Kupplung handelt es sich besonders mit $f_{14} = f_{15}$ um eine Parallelschaltung (Bild 6).

Die Schnittpunkte im unsynchronen Arbeitsbereich einschließlich derer der gleichsinnig geschalteten Asynchronkaskade werden durch die mit $k_{II} = -1$ (Leiterkreuzung in der Ständerverbindung) gekennzeichneten Frequenzlinien der Maschine 5 erzeugt. Es ist leicht zu übersehen, daß die doppelt-drehstromgespeiste Kaskade ($i_{14}, i_{15} \neq 0$) als Langsamläufer nur im Fall von Bild 6, nämlich bei $f_{14} = f_{15} = 50$ Hz eine neue Frequenz erzeugt. Dem Betriebspunkt E in Bild 5 entsprechend, läuft die Gruppe mit einer Synchrondrehzahl von 1200 U/min und erzeugt 10 Hz. Bedingung für einwandfreien Parallelbetrieb der Einheiten 4 und 5 ist die Übereinstimmung ihrer Leerlaufübersetzungen und Kurzschlußimpedanzen (letztere im Verhältnis der Polzahlen), damit wie bei parallelarbeitenden Transformatoren keine Ausgleichsströme fließen.

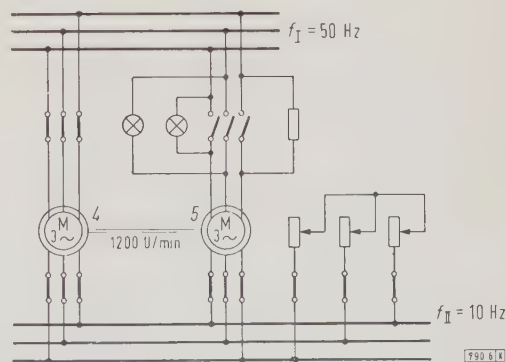


Bild 6. Prinzipschaltbild der doppeltgespeisten Kaskade zur Erzeugung von 10 Hz. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

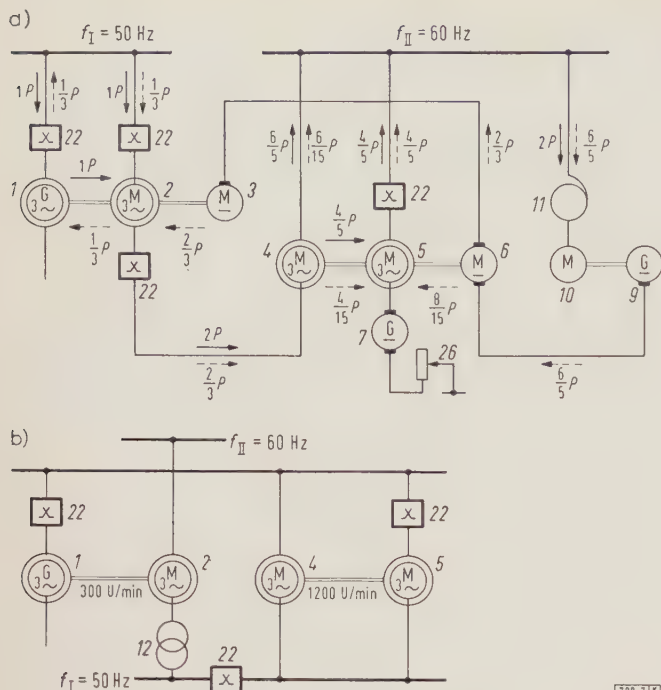


Bild 7. Prinzipschaltbild zur Erzeugung einer Frequenz von 60 Hz. Erläuterungen im Text. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

- a) Schaltung für Stromrücklieferung bei großer Dauerleistung, b) Schaltung mit weitgehend lastunabhängiger Klemmenspannung.

Die Maschinen der 10-Hz-Schaltung in Bild 6 können ohne Fremdantrieb mittels eines feinstufigen Anlagers auf ihre Betriebsdrehzahl gebracht werden. Während des Anlaufs muß der Motor 5 stromlos sein. Mit dem Anlaser ist die Antriebsleistung der Maschine 4 so einzustellen, daß bei 1200 U/min die Nullspannungs-Kontrolllampen erlöschen. Mit dem Zuschalten der Maschine 5 auf das Primärnetz ist der Synchronisiervorgang abgeschlossen, und der Anlaser wird von der Sekundärschiene abgeschaltet.

Die Spiegelung des Funktionsverlaufs von Gl. (10) an der Ordinate (Bild 5) kommt zustande, wenn die Phasenkreuzung aus dem Ständer des Motors 5 in den Läuferkreis verlegt wird, so daß $k_I k_{II} = -1$ erhalten bleibt. In dieser Schaltung ergeben sich bei der doppeltgespeisten Kaskade unter Umständen bei kleinerer Leistung interessante Möglichkeiten, weil man neben den übrigen Frequenzen ziemlich hohe Mittelfrequenzen erhält. Mit den Eingangsziffern $z_1 = f_{I4}/50 \text{ Hz}$ und $z_2 = f_{I5}/50 \text{ Hz}$ gilt für die bezogene Sekundärfrequenz:

$$\frac{f_{II}}{50 \text{ Hz}} = 3 z_1 + 2 z_2. \quad (13)$$

Es könnten somit theoretisch im gleichen Maschinensatz mit den Grundfrequenzen von 50 und 100 Hz ebensogut 16 $\frac{2}{3}$ und 60 Hz als auch 125, 250, 350, 400 und 500 Hz erzeugt werden. Für die Umformerguppe F haben diese Schaltungen jedoch wegen der hohen Drehzahlen (6000, 9000 und 12 000 U/min) keine Bedeutung. Die in Bild 5 gestrichelten Frequenzlinien — dadurch gekennzeichnet, daß $k_I k_{II} = 1$ ist — deuten auf keine nennenswerte Frequenzänderung; im Betriebspunkt G werden bei 3000 U/min 200 Hz erreicht.

Schaltungen für die Erzeugung von 60 Hz

Eine Frequenz von 60 Hz kann man mit zwei verschiedenen Schaltungen erzeugen. Die Vor- und Nachteile liegen in der unterschiedlichen Dauerleistung und der Lastunabhängigkeit der Spannung begründet. Im allgemeinen wird die Schaltung nach Bild 7 bevorzugt, in der die Synchrongruppe S als Vorstufenwandler und die Frequenzgruppe F als synchronisierte Asynchronkaskade arbeiten.

Da die Maschinen der Gruppen S und F mit voller bzw. mit 80 % Nenndrehzahl umlaufen, bleibt der Gleichstromarbeitskreis betriebsbereit. Insbesondere kann ein Prüfling mit einem Strom von 60 Hz gespeist werden, während

gleichzeitig seine mechanische Antriebsleistung über den Gleichstromkreis als elektrische Leistung zurückgeliefert wird. Bei zweipoligen Prüflingen müssen die beiden Gleichstrommaschinen 3 und 6 ähnlich wie in Bild 3 hintereinandergeschaltet werden. In Bild 7a sind Richtung und Größe des Leistungsflusses ohne Stromrückgewinnung durch ausgezogene Pfeile angegeben; die dünneren gestrichelten Pfeile gelten für den Fall der Stromrückgewinnung bei Betrieb mit einem zweipoligen Prüfling. Den Zahlenwerten an den Pfeilen liegt die idealisierende Annahme zugrunde, daß die Maschinen verlustlos arbeiten. Die Zahlen an den Pfeilen geben das Vielfache der Einheitsleistung P der vierpoligen Motoren bei Netzfrequenz an. Die beiden gekennzeichneten Fälle sind Grenzwerte der Einheiten 1 und 2 oder bei Rückarbeit der Maschine 5. In Wirklichkeit muß man infolge der Maschinenverluste aus den beiden Leistungsgrenzwerten $2P$ und $\frac{6}{5}P$ die Mittelwerte bilden, so daß für beide Fälle mit einer Dauerleistung von etwa $\frac{8}{5} \cdot P$ am Prüfling 10 gerechnet werden kann.

Wenn gegebenenfalls für Schaltversuche mit z. B. großem Blindstromverbrauch eine möglichst lastunabhängige Spannung verlangt wird, so ist hierfür die Schaltung in Bild 7b vorteilhafter. Die Spannung wird hier nicht wie in Bild 7a teilweise durch Gleichstromerregung gestützt (Ankerrückwirkung). Außerdem ist dem Verbraucher nur eine Maschinenwicklung vorgeschaltet.

Rückkopplungsschaltungen

Wenn man in der bereits beschriebenen Schaltung der Asynchronkaskade als Hintermaschine nicht den gleichstromerregten Drehstrommotor, sondern eine doppeltgespeiste Maschine verwendet, die von der Sekundärsammelschiene aus gespeist wird, so entsteht die in Bild 8 dargestellte Rückkopplungsschaltung. Mit dieser kann außer der bisher geschilderten 2-, 3- und 5-fachen Teilung der Frequenz auch noch eine Unterteilung mittels der Nenner 4 und 7 erreicht werden. Gl. (9) und (10) erhalten dann die Form:

$$f_{II} = f_I + p_4 n, \quad (14)$$

$$k_{II} f_{II} = k_I f_{II} + p_5 n. \quad (15)$$

Die Lösung $n = 0$ im Fall $k_I k_{II} = 1$ darf von vornherein ausgeschieden werden, so daß Gl. (15) in Gl. (16) übergeht:

$$2 f_{II} = k_{II} p_5 n, \quad (16)$$

denn es ist $k_I k_{II} = -1$ und ebenso $k_I/k_{II} = -1$.

Drehzahl und Frequenzverhältnis errechnet man aus:

$$n = - \frac{f_I}{p_4 - \frac{k_{II}}{2} \cdot p_5}, \quad (17)$$

$$\frac{f_{II}}{f_I} = \left| \frac{1}{2 \frac{p_4}{p_5} - k_{II}} \right|. \quad (18)$$

Bild 8 zeigt eine Schaltung zur Erzeugung von 42 $\frac{6}{7}$ Hz. Die Maschinen werden mit einer Eingangsfrequenz von 100 Hz ähnlich wie bei der 10-Hz-Schaltung durch einen feinstufigen Anlaser in Betrieb genommen. Beim Hochlauf

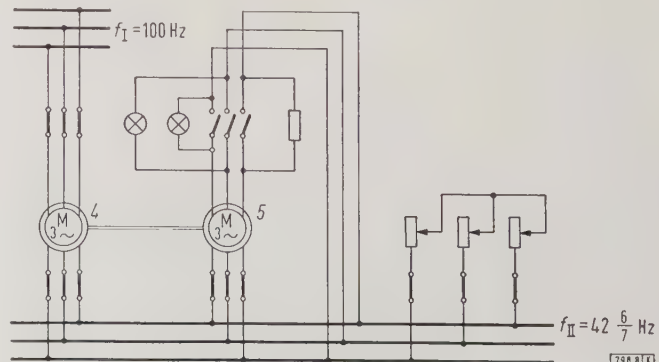


Bild 8. Prinzipschaltbild zur Erzeugung einer Frequenz von 42 $\frac{6}{7}$ Hz. Bedeutung der Ziffern wie in Bild 1.

Tafel 2. Durch Rückkopplungsschaltungen erzeugbare Frequenzen.

z_1	1		2	
i_I	50 Hz		100 Hz	
primärseitig gespeiste Maschinen	4	5	4	5
k	1	-1	1	-1
Ständerwicklungen der Maschinen 4 und 5 gleichsinnig geschaltet ($k_{II} = 1$)				
i_{II} Hz	(150)	(25)	(300)	(50)
n U/min	6000	1500	12000	3000
Ständerwicklungen der Maschinen 4 und 5 gegensinnig geschaltet ($k_{II} = -1$)				
i_{II} Hz	$21\frac{3}{7}$	$12\frac{1}{2}$	$42\frac{6}{7}$	(25)
n U/min	$857\frac{1}{7}$	600	$1714\frac{2}{7}$	1200

auf die synchrone Umformerdrehzahl zeigen die Glühlampen den Schaltzeitpunkt an.

Wie bei der Asynchronkaskade sind die Einheiten 4 und 5 gegeneinander austauschbar, womit außer der Eingangszahl $z_1 = 1$ und $z_1 = 2$ insgesamt zwei schaltungsmäßige Möglichkeiten, dargestellt durch die Koeffizienten $k = 1$, $k = -1$ und $k_{II} = 1$, $k_{II} = -1$, vorhanden sind:

$$\frac{i_{II}}{50 \text{ Hz}} = \left| \frac{z_1}{2 \left(\frac{2}{3} \right)^k - k_{II}} \right|$$

(19)

Tafel 2 enthält eine Übersicht über die mit der Rückkopplungsschaltung erzielten Frequenzvariationen. Die eingeklammerten Zahlen besagen, daß diese Frequenzen auf andere Weise einfacher zu erzeugen sind.

Schalteneinrichtungen

Drehstromlinienwähler

Ein Vielfach-Linienwähler 13, in Bild 1 einpolig dargestellt, befindet sich bei der beschriebenen Anlage innerhalb des Maschinenpodiums (Bild 9). Die senkrechten Maschinenabgänge 13 und die waagerechten Sammelschienen 14, 15 und 16 sind derart hintereinander angeordnet, daß deren einzelne Stromleiter je einer entsprechenden Leiterebene angehören. Die Leiterebenen der sich kreuzenden Sammelschienengruppen denke man sich abwechselnd hintereinander aufgeschichtet, so daß an den Kreuzungspunkten gemäß Bild 1 durch geeignete Klemmstecker dreipolige Verbindungen hergestellt werden können (Bild 10).

Der Linienwähler dient an sich der Verteilung des Stromes auf die zu den Prüflätzen führenden vier Schienen 15. Es sind auch kompliziertere Schaltungen wie Hintereinander- und Parallelverbindungen von Verbrauchern möglich. Dadurch, daß die Wicklungen der Drehstromeinheiten

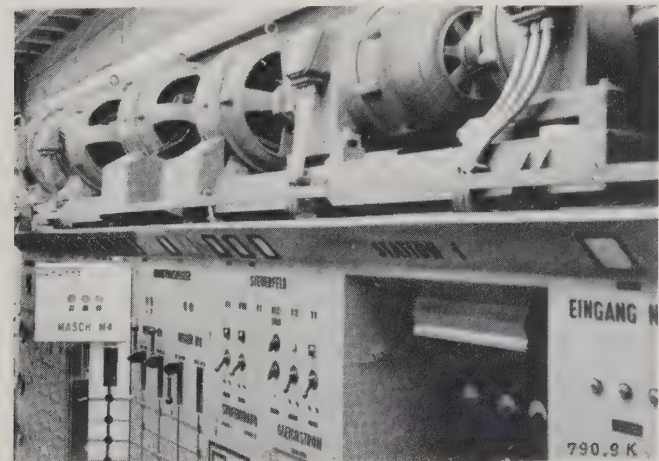


Bild 9. Schaltanlage mit Maschinengruppen und Linienwähler.

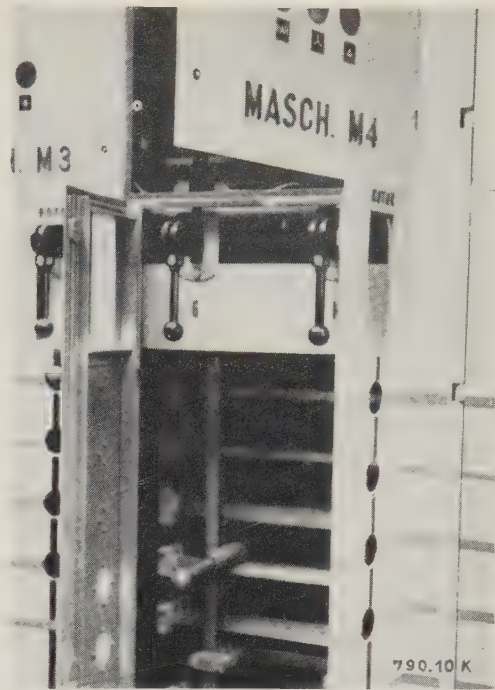


Bild 10. Schalttafel mit geöffneten Türen.

ständer- und läuferseitig in das Wählschema einbezogen wurden, lassen sich außerdem auch sämtliche Starrfrequenzstufen schaltungsmäßig leicht beherrschen.

Tafel 3 enthält eine Gesamtübersicht über die möglichen Frequenzstufen. Die zweite Spalte gibt die Schaltvorschrift an. Sie ist mit „Schaltungskordinaten“ bezeichnet, d.h. sie besagt, welche Kreuzungsstellen der waagerechten und senkrechten Schienen in Bild 1 miteinander zu verbinden sind. Auf die verschiedenen Möglichkeiten zur Spannungsbeeinflussung (Schaltungsarten des Drehreglers, Regeltransformatoren und Gleichstromsteuerung) wurde in dieser Spalte nicht hingewiesen.

Für die Erfordernisse der Sicherheit wurden besondere Vorkehrungen getroffen. Die einzelnen senkrechten Schienengruppen sind durch Türen verdeckt, die ihrerseits mit den zugehörigen Linienschaltern 20 mechanisch verriegelt sind. Dadurch wird die zwangsläufig stromlose Betätigung der Linienverbinder gewährleistet, wobei zu beachten ist, daß im Bereich der Speiseschienen je senkrechte Schiene nur ein Verbinder zulässig ist.

Ständerwicklungen

Die bereits erwähnte Umschaltung der Ständerwicklungen kann innerhalb der Schaltanlage stattfinden, wenn man alle Wicklungsklemmen der Motoren durch Kabel mit dem Linienwähler verbindet. Die eigentliche Spannungsumschaltung kann wie im Linienwähler mit Klemmverbindern auf sich durchdringenden blanken Schienengruppen stattfinden. Zweckmäßig sind die Umschalterschienen derart mit den Läufer- und Ständerschienen zu verbinden, daß innerhalb des Linienwählers ein Maschinenblock gebildet wird. Das Umschaltelement kann z.B. hinter einer Blechtür angeordnet sein, die eine gleichzeitige Verriegelung mit den Hebel-schaltern der Läufer- und Ständerabgänge bewirkt (Bild 9 und 10). Die strom- und spannungslose Betätigung der dreipoligen Klemmverbinder darf daher wie im Hauptlinienwähler auch bei laufender Maschine ohne Gefahr ausgeführt werden.

Schablonenschaltung im Gleichstromkreis

Der aus den Maschinen 3, 6 und 9 bestehende Gleichstromkreis weist viel geringere Schaltungsmöglichkeiten auf als der Drehstromteil. Die Umschaltungen des Ankerstromkreises können mit einem einpoligen Verbindungsschema ausgeführt werden, das z.B. gemäß Bild 1 nur 11 Kontakt-

Tafel 3. Erzeugbare Frequenzen, Schaltverbindungen und Betriebsarten.

Frequenz		Schaltungs- koordinaten (vgl. Bild 1)	Synchron- gruppe S		Frequenz- gruppe F	
f_{II}	f_{II}		Dreh- zahl	Be- triebs- art	Dreh- zahl	Be- triebs- art
Hz	50 Hz					
10	$\frac{1}{5}$	a 15, ep, f 15, gp, h 15	—	—	1200	DK
$12\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	ew, f 15, gp, h 15, k 15, kw	—	—	600	RK
$16\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	ep, f 15, gp, hy	—	—	1000	EW
20	$\frac{2}{5}$	ey, f 15, gp, h 15	—	—	600	AK
$21\frac{3}{7}$	$\frac{3}{7}$	a 15, ep, f 15, g 15, h 15	—	—	$857\frac{1}{7}$	RK
25	$\frac{1}{2}$	ep, fy, gp, h 15	—	—	1500	EW
$28\frac{4}{7}$	$\frac{4}{7}$	av, bp, cv, d 15, ep, fv, gv, hv	1500	ZW	$857\frac{1}{7}$	RK
30	$\frac{3}{5}$	ep, f 15, gy, h 15	—	—	600	AK
$33\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	ey, f 15, gp, hx	—	—	1000	MG
$33\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	bp, cv, d 15, ep, fv, gp, hy	1500	ZW	1000	VW
$37\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$	av, bp, cv, d 15, ew, fv, gp, hv, kv, kw	1500	ZW	600	RK
40	$\frac{4}{5}$	bp, cq, dv, ey, f 15, gv, h 15	1500	VW	1200	AK
$42\frac{6}{7}$	$\frac{6}{7}$	a 15, bp, cq, dv, ev, f 15, g 15, h 15	1500	VW	$1714\frac{2}{7}$	RK
50	$\frac{1}{5}$	jp, j 15	—	—	—	—
60	$\frac{6}{5}$	bp, cq, dv, ev, f 15, gy, h 15	1500	VW	1200	AK
60	$\frac{6}{5}$	a 15, bv, cq, d 15, ep, fv, gp, hv	300	ZW	1200	DK
$62\frac{1}{2}$	$\frac{5}{4}$	av, bp, cv, d 15, ew, fv, gv, hv, kv, kw	1500	ZW	600	RK
$66\frac{2}{3}$	$\frac{4}{3}$	bp, cq, dv, ey, f 15, gv, hv	1500	VW	2000	MG
$66\frac{2}{3}$	$\frac{4}{3}$	bp, cv, d 15, eq, fv, gq, hy	1500	ZW	1000	VW
70	$\frac{7}{5}$	bp, cv, d 15, eq, fv, gv, hv	1500	ZW	600	AK
$71\frac{3}{7}$	$\frac{10}{7}$	av, bp, cv, d 15, eq, fv, gv, hv	1500	ZW	$857\frac{1}{7}$	RK
75	$\frac{3}{2}$	ep, fx, gy, h 15	—	—	1500	MG
75	$\frac{3}{2}$	bp, cv, d 15, eq, fy, go, hv	1500	ZW	1500	VW
80	$\frac{8}{5}$	bp, cv, d 15, eq, fv, gy, hv	1500	ZW	600	AK
$83\frac{1}{3}$	$\frac{5}{3}$	eq, f 15, gp, hy	—	—	1000	EW
100	2	bp, cq, d 15	1500	EW	—	—
$116\frac{2}{3}$	$\frac{7}{3}$	bp, cq, dv, eq, f 15, gv, hy	1500	VW	2000	ZW
125	$\frac{5}{2}$	ep, fy, gv, h 15	—	—	1500	EW
$133\frac{1}{3}$	$\frac{8}{3}$	bp, cq, dv, ev, f 15, gq, hy	1500	VW	1000	ZW
150	3	bp, cq, dv, ev, fx, gy, h 15	1500	VW	3000	MG
150	3	ep, f 15, gy, hw, k 15, kw	—	—	3000	AK
$166\frac{2}{3}$	$\frac{10}{3}$	bp, cq, dv, ev, f 15, gv, hy, kv, kw	1500	VW	2000	ZW
175	$\frac{7}{2}$	bp, cq, dv, eq, fy, gv, h 15	1500	VW	1500	ZW
200	4	bp, cq, dv, ev, fy, gq, h 15	1500	VW	3000	ZW
250	5	bp, cq, dv, ev, fy, gv, h 15, kv, kw	1500	VW	3000	ZW

In den Spalten „Betriebsart“ bedeuten:

- MG Motorgenerator
- EW Einstufenwandler
- VW Vorstufe zum Zweistufenwandler
- ZW Zweistufe zum Zweistufenwandler
- AK Asynchronkaskade
- DK doppelgespeiste Kaskade
- RK rückgekoppelte Kaskade



Bild 11. Linienwähler der Gleichstromanlage, Tür mit eingebauter Schablone geöffnet.

stellen enthalten müßte. Die Kontakte werden mit Schraub-Klemmverbindern für 1000 A hergestellt.

Um Bedienungsfehler in der Gleichstromanlage auszuschließen, können die wenigen Schaltvorgänge durch Schablonen gesteuert und mithin die Schalthandlungen vollständig automatisch ausgeführt werden. Auswechselbare Blechschablonen mit Löchern, in welche die Verbinderköpfe passen, bilden die Füllung zu einer den Gleichstromteil abschließenden Schalttafelfür (Bild 11). Ein falscher Kontakt würde bewirken, daß die Tür nicht geschlossen werden kann, womit der Steuerstrom zu den Schützen 23 (Bild 1) sowie zu den Erregerschützen unterbrochen wäre, so daß auch für das Bedienungspersonal keine Gefahr besteht.

Das Schalten der Erreger- und Steuerkreise wird gleichzeitig mit dem Hauptstrompfad durch die Schablonen selbsttätig vollzogen. Bei geschlossener Tür greift eine mit der Schablone fest verbundene Steuerleiste seitlich in ein aus Endschaltern bestehendes Türschloß ein und steuert auf diese Weise eine Relaisgruppe (Bild 11).

Zusammenfassung

An Hand einer ausgeführten Anlage wird gezeigt, wie in einem Motorenprüffeld eine genügende Vielzahl von netzfremden Speisefrequenzen erzeugt werden kann. Mit einem Maschinenaufwand, der den üblichen Rahmen kaum übersteigt, läßt sich, teilweise mit Kaskadenschaltungen, eine Skala von 30 starren Frequenzstufen zwischen 10 und 250 Hz verwirklichen. Der ganze Bereich kann auch stufenlos durchfahren werden. Zur Umschaltung von der einen auf eine andere Speisefrequenz dient ein Linienwähler, mit dem die Ständer- und Läufervindlungen der Drehstrommaschinen verbunden sind. Die Ständerwicklungen sind ebenfalls vom Linienwähler aus in vier Spannungsstufen umschaltbar. Besondere Aufmerksamkeit ist der Sicherheit der Schaltanlage gewidmet worden. Der Drehstromlinienwähler ist nur über verriegelte Türen zugänglich, während der Gleichstromkreis durch auswechselbare Schablonen selbsttätig bedient wird.

Schrifttum

- [1] Gerlach, H.-G.: Leistungswaage für die unmittelbare Messung des Drehmoments und der mechanischen Leistung von Motoren. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 654–658.
- [2] Gerlach, H.-G.: Steuerungen für die Bremsung von Elektromotoren mit einer Leistungswaage. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 49 (1958) S. 1059–1068.

Einphasige Belastung selbstregelnder Asynchrongeneratoren

Von **Johann Wilhelm Schroeder**, Aachen*)

DK 621.313.332.016.313

In den letzten Jahren hat der kondensatorerregte Asynchrongenerator in steigendem Maße an Bedeutung gewonnen. Für Leistungen unterhalb 300 kW ist er billiger als eine gleich große Synchronmaschine mit geregelter Compoundierung. Seine Belastung mit symmetrischem Drehstrom ist bereits mehrfach Gegenstand eingehender Untersuchungen gewesen. Hier soll geprüft werden, ob auch einphasige Belastung des Generators bis zu seiner Nennleistung durch Symmetrierung des Stromes und der Spannung möglich ist und ob die Symmetrierungswiderstände mit geänderter Last nachgestellt werden müssen.

Allgemeines

Selbsterregte Asynchrongeneratoren werden üblicherweise für Drehstrombetrieb ausgelegt und haben eine symmetrische Erregungseinrichtung. Als Generator wird eine Induktionsmaschine mit Kurzschlußläufer verwendet, die Erregungseinrichtung besteht aus Kondensatoren und hochgesättigten Drosselspulen [1 bis 3]. In Bild 1 ist die Schaltung wiedergegeben. Bei Betrieb mit konstanter Frequenz liefert der Generator mit dieser Erregungseinrichtung zwischen Leerlauf und Vollast eine fast konstante Spannung. Die Spannungskonstanz ist um so besser, je schärfer der

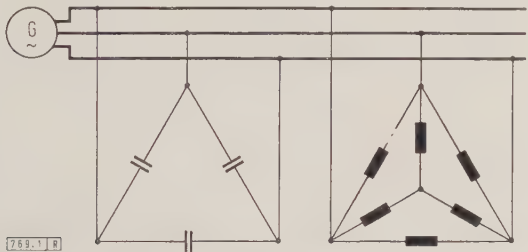


Bild 1. Prinzipschaltung des Asynchrongenerators mit symmetrischer Erregungseinrichtung.

Sättigungsknick der verwendeten sechs Einphasen-Drosselspulen ist, da dann selbst bei kleinsten Spannungssenkungen infolge Belastung der Bedarf der Drosselspulen an Magnetisierungsstrom stark zurückgeht und die für den Generator benötigte Blindleistung vorhanden ist. Infolge der hohen Sättigung der Drosselspulen ist allerdings die Kurvenform des Stromes und auch die der Spannung nicht mehr sinusförmig. Die 3. Oberschwingung tritt im Strom nicht mehr auf, sie ist daher in der Sternspannung vorhanden. Der Betrieb wird dadurch nicht gestört, weil in der Dreiecksspannung von dieser Erscheinung nichts zu bemerken ist.

Die 5. und 7. Oberschwingung des Stromes treten durch die besondere Schaltung der Drosselspulen nicht nach außen in Erscheinung und stören daher das Verhalten des Generators ebenfalls nicht. Der Rest an Oberschwingungen im Strom ist so gering, daß er vernachlässigt werden darf. Durch entsprechende Auslegung der Erregungseinrichtung ist ein stabiler Betrieb des kondensatorerregten Asynchrongenerators bis zur Nennleistung möglich, selbst dann noch, wenn der Leistungsfaktor sehr viel kleiner als 1 ist.

Nun tritt gelegentlich der Fall ein, daß an einen selbst-erregten Generator einphasige Verbraucher angeschlossen werden müssen. Handelt es sich um mehrere Einphasenlasten, deren Leistungsbedarf jeweils nur Bruchteile der

Generatornennleistung beträgt, so verteilt man sie gleichmäßig auf die Generatorklemmen und erhält auf diese Weise wieder in guter Annäherung eine symmetrische Belastung. Soll dagegen eine einzelne größere Einphasenlast angeschlossen werden, so könnte man wegen der schlechten Ausnutzung der Erreger-Drosselspulen und -Kondensatoren daran denken, auch die Erregungseinrichtung unsymmetrisch auszuführen [4]. Hier soll aber die Drehstrom-Erregungseinrichtung beibehalten und die Einphasenlast symmetriert werden, und zwar aus folgenden Gründen:

1. Durch die besondere Anordnung der Sättigungsdrosseln bei Drehstrombetrieb treten die 3., 5. und 7. Oberschwingung in der Kurvenform des Stromes entweder überhaupt nicht auf oder werden beinahe vollständig unterdrückt.

2. Einphasige Belastung bei unsymmetrischer Erregungseinrichtung ist wohl bis zum Nennstrom, nicht aber bis zur Nennleistung des Generators möglich. Selbst wenn wegen der geringen Erwärmung der Maschine ein etwas größerer Strom als der Generatornennstrom zugelassen wird, kann die Einphasenbelastung doch nur ungefähr 60 % der Generatornennleistung betragen.

3. Zur Symmetrierung der Einphasenlast werden nur ein weiterer Kondensator und eine zusätzliche Drosselspule benötigt.

Nimmt man als einphasige Belastung einen ohmschen Widerstand an, so läßt sich mit Hilfe der Steinmetz-Schaltung — zumindest theoretisch — vollkommene Symmetrierung verwirklichen. Es ist nur zu untersuchen, ob mit geänderter Belastung, also mit geändertem Widerstand R auch die Symmetrierungswiderstände X_L und X_C variiert werden müssen oder ob ein zufriedenstellender Betrieb noch bei konstanten Werten von X_L und X_C möglich ist.

Steinmetz-Schaltung

Bild 2 zeigt die Symmetrierungsanordnung für einphasige ohmsche Belastung in Dreieckschaltung, Bild 3 das zunächst symmetrisch angenommene Spannungssystem. Unter der Voraussetzung konstanter Frequenz und mit Hilfe der Bezeichnungen in Bild 2 und 3 ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_{S1} &= \mathfrak{I}_R - \mathfrak{I}_L = \\ &= \frac{U_{12}}{kR} + j \frac{U_{31}}{X_L} = \frac{U_{12}}{kR} + \frac{\sqrt{3} U_2}{X_L}, \end{aligned} \tag{1}$$

$$\mathfrak{I}_{S2} = \mathfrak{I}_C - \mathfrak{I}_R = j \frac{U_{23}}{X_C} - \frac{U_{12}}{kR} = \frac{\sqrt{3} U_1}{X_C} - \frac{U_{12}}{kR}, \tag{2}$$

$$\mathfrak{I}_{S3} = \mathfrak{I}_L - \mathfrak{I}_C = -j \frac{U_{31}}{X_L} - j \frac{U_{23}}{X_C} = -\frac{\sqrt{3} U_2}{X_L} - \frac{\sqrt{3} U_1}{X_C}. \tag{3}$$

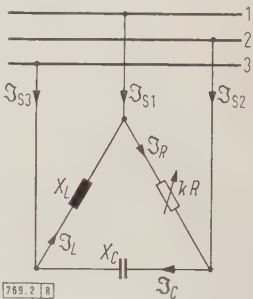


Bild 2. Symmetrierungsanordnung für einphasige Belastung nach Steinmetz.

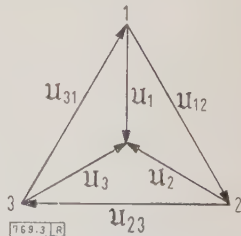


Bild 3. Zeigerdiagramm der Spannungen zur Berechnung der Steinmetz-Schaltung.

*) Dr.-Ing. J. W. Schroeder ist Oberingenieur am Institut für Starkstromtechnik der TH Aachen.

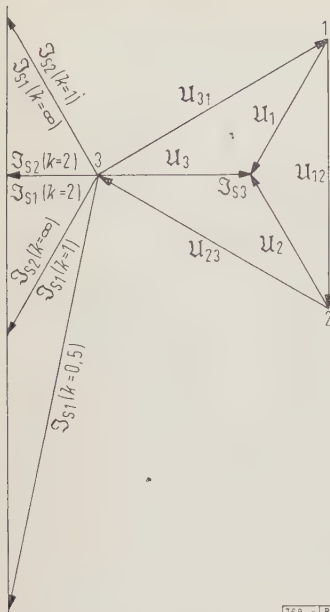


Bild 4. Zeigerdiagramm der Spannungen und Ströme bei verschiedenen k -Werten.

Aus dieser Beziehung kann mit Rücksicht auf den Nennstrom der Maschine der Kleinstwert von R bestimmt werden.

Für $k = \infty$ ist:

$$I_{S1} = \frac{U_2}{R}; \quad I_{S2} = \frac{U_1}{R}; \quad I_{S3} = \frac{U_3}{R}.$$

Die Ströme sind wieder dem Betrage nach gleich groß, bilden jetzt aber, bezogen auf das Spannungssystem, ein rein inverses Stromsystem aus.

Für $k = 0$ erhält man:

$$I_{S1} = \infty; \quad I_{S2} = \infty; \quad I_{S3} = \frac{U_3}{R}.$$

Dies ist der Fall eines satten Kurzschlusses zwischen den Strängen 1 und 2. Die einphasige Belastung darf also nicht kurzgeschlossen werden.

Für $k = 2$ ergibt sich:

$$I_{S1} = -\frac{U_3}{2R}; \quad I_{S2} = -\frac{U_3}{2R}; \quad I_{S3} = \frac{U_3}{R}.$$

Die Ströme I_{S1} und I_{S2} sind dem Betrage nach halb so groß wie I_{S3} , gleichphasig und gegen I_{S3} um 180° verschoben. Es ergibt sich der Fall eines reinen Wechselfeldes bei der Hälfte der symmetrierten Last. Zu bemerken ist hier noch, daß der Strom I_{S3} für alle Werte von k konstant bleibt.

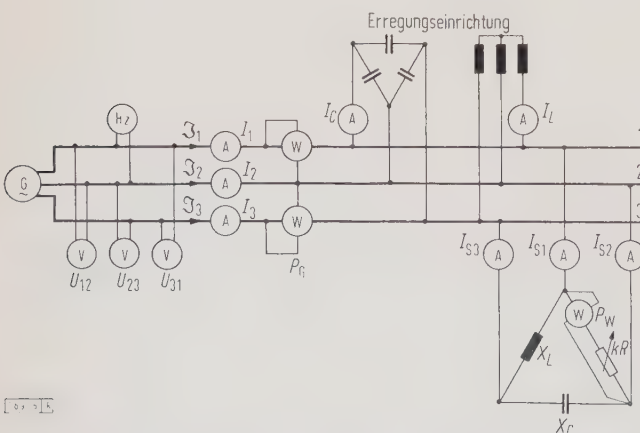


Bild 5. Schaltbild der Versuchsanordnung für einen kondensatorerregten Asynchrongenerator mit symmetrischer Einphasenlast.

Setzt man jetzt

$$X_L = X_C - \frac{1}{3} R,$$

so ergibt sich

$$I_{S1} = \frac{1}{kR} (U_{12} + k U_2), \quad (4)$$

$$I_{S2} = \frac{1}{kR} (k U_1 - U_{12}), \quad (5)$$

$$I_{S3} = \frac{U_3}{R}. \quad (6)$$

Aus Gl. (4) bis (6) folgt dann für $k = 1$:

$$I_{S1} = \frac{U_1}{R}; \quad I_{S2} = \frac{U_2}{R}; \quad I_{S3} = \frac{U_3}{R}.$$

Es liegt also vollkommene Symmetrierung vor. Die Ströme sind gleich groß und mit ihren Strangspannungen in Phase.

Aus Bild 4 geht die Lage der einzelnen Ströme für verschiedene k -Werte hervor.

Der Strom im Strang 1 enthält also entweder eine induktive oder eine kapazitive Komponente, je nachdem ob $k > 1$ oder $k < 1$ ist. Umgekehrt Entsprechendes gilt für den Strom I_{S2} . Nun liefert der Generator aber nur dann ein symmetrisches Spannungssystem, wenn die Drosselspulen und Kapazitäten der Erregungseinrichtung für jeden Strang genau denselben Wert haben. Durch eine Verstimmung der Steinmetz-Schaltung erscheint die Symmetrie der Erregungseinrichtung also gestört, das erzeugte Spannungssystem muß daher unsymmetrisch werden. Damit werden dann aber auch sämtliche Ströme unsymmetrisch, und es muß experimentell nachgeprüft werden, ob eine solche Belastungsanordnung überhaupt brauchbar ist.

Meßanordnung und Meßergebnisse

Die Versuchsanordnung ist in Bild 5 wiedergegeben. Die untersuchte Induktionsmaschine ist ein Kurzschlußläufermotor (220/380 V, 12 kW, 955 U/min, $\cos \varphi = 0,8$). Die Erregungseinrichtung besteht aus drei Kondensatoren und den Primärwicklungen eines Drehstromtransformators mit kaltgewalzten Blechen. Diese Drehstrom-Drosselspule muß mit sehr hoher Sättigung betrieben werden und verursacht daher eine starke 3. Oberschwingung der Sternspannung und kräftige 5. und 7. Oberschwingungen des Stromes. Für die hier ins Auge gefaßten Untersuchungen ist diese Tatsache ohne Bedeutung. Ungünstiger wirkt sich schon der

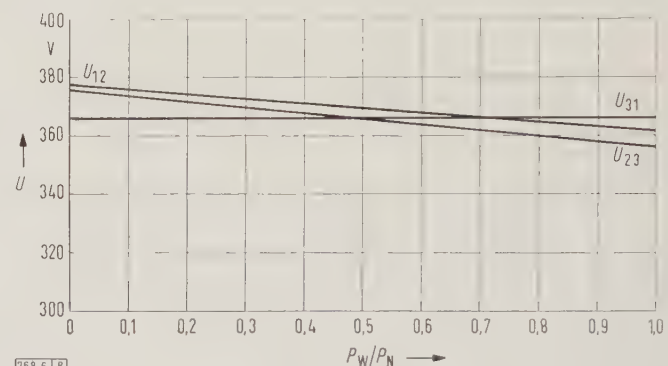


Bild 6. Abhängigkeit der Dreiecksspannung U von der auf die Nennleistung P_N bezogenen Symmetrieleistung P_W .

Umstand aus, daß für die Drosselspulen eine Drehstromeinheit verwendet werden mußte, da dadurch die vollkommene Symmetrie der Erregungseinrichtung nicht gegeben ist.

Die einphasige Belastung wird durch den veränderbaren ohmschen Widerstand R dargestellt. X_L und X_C sind die Symmetrierungswiderstände nach Steinmetz. Bei der Berechnung der Steinmetz-Schaltung waren ideale Widerstände angenommen worden (z. B. X_L ohne ohmschen Widerstand); außerdem ist vorausgesetzt, daß die Reaktanz X_L von der Spannung unabhängig ist. Alle diese Voraussetzungen sind aber nicht streng zu erfüllen, so daß also Abweichungen der Meßergebnisse von den theoretisch ermittelten Werten hingenommen werden müssen.

Als Nennleistung des Generators ist die Motornennleistung der Maschine angenommen. Hierdurch soll berücksichtigt werden, daß ein Teil der vom Generator gelieferten Wirkleistung bereits in der Erregungseinrichtung in Joulesche Wärme umgewandelt wird.

Die Symmetrierungseinrichtung war für eine Leistung $P_W = 0,75 P_N$ ausgelegt. Bei $k = 1$ ist also $R = 15,4 \Omega$ und damit $X_L = X_C = 26,7 \Omega$. Für X_L standen $26,7 \Omega$, für X_C $26,83 \Omega$ zur Verfügung. Die Frequenz wurde durch Drehzahl-erhöhung des Generators bis auf 4 % vom Nennwert zwischen Leerlauf und Vollast konstant auf 50 Hz gehalten. Die Symmetrierung der einphasigen Belastung war also ebenfalls nicht vollkommen.

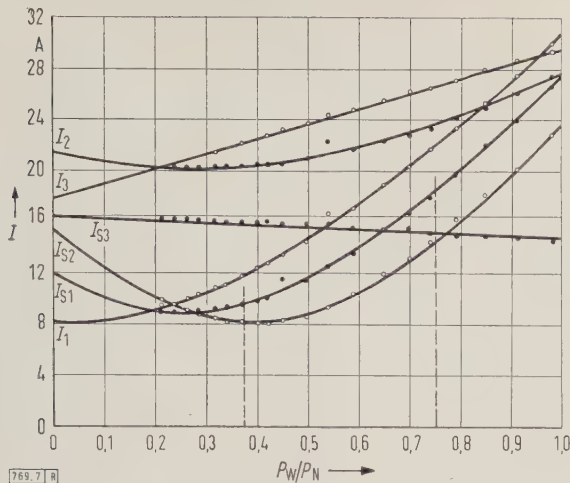


Bild 7. $I = f(P_W/P_N)$ gemäß Bild 5.

In Bild 6 sind die drei Dreiecksspannungen aufgetragen. Die größte Änderung erfährt die Spannung U_{23} , sie sinkt um 5,6 % vom Nennwert, U_{12} fällt um 4,2 % vom Nennwert und U_{31} bleibt konstant.

Interessanter als die Spannungen sind die einzelnen Ströme (Bild 7). Wegen der Unsymmetrien im Aufbau der Versuchsanordnung wird für $P_W = 0,75 P_N$ die völlige Gleichheit der Ströme I_{S1} , I_{S2} und I_{S3} nicht erreicht. Das Ergebnis ist aber trotzdem recht brauchbar. Ferner zeigt sich, daß der Strom I_{S3} in Übereinstimmung mit der Rechnung über den ganzen Lastbereich beinahe konstant bleibt, und daß die Ströme I_{S1} und I_{S2} bei der halben symmetrischen Last etwa gleich groß und halb so groß wie I_{S3} sind.

In Bild 8 sind gemäß VDE 0530/76 55, § 13, die Unsymmetrien von Strom und Spannung als Verhältnis des Inverssystems zum Nennsystem aufgetragen. Die kleinste Unsymmetrie wird für $P_W = 0,92 P_N$ erreicht und beträgt für die Spannung 1 % bzw. für den Strom 4 % vom Nennwert. Zwar wird mit kleineren Belastungen die Unsymmetrie größer, jedoch nicht in dem zunächst befürchteten Maße.

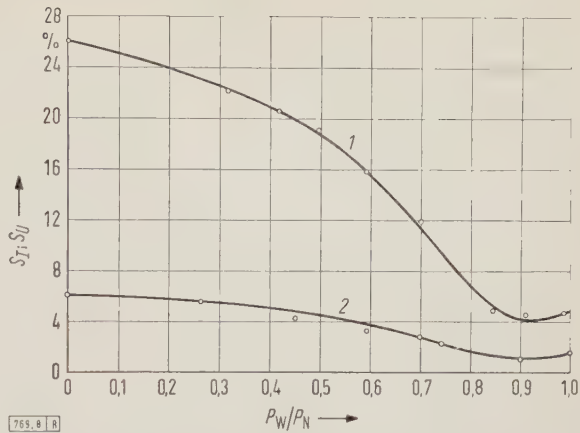


Bild 8. Unsymmetrie des Stromes $S_I = I''/I_N$ (Kurve 1) und der Spannung $S_U = U''/U_N$ (Kurve 2) des Generators, abhängig von P_W/P_N .

Für den Generator ist die Unsymmetrie der Spannung und damit auch des Stromes bei Teillasten ohne Bedeutung.

Zusammenfassung

In der Arbeit wird erläutert, wie ein kondensatorerregter Asynchrongenerator mit Hilfe einer Symmetrierungseinrichtung einphasig bis zur Nennleistung belastet werden kann. Ein Nachstellen der Symmetrierungswiderstände bei Teillasten ist nicht erforderlich. Bei Regelung auf konstante Frequenz ergibt sich eine befriedigende Spannungskonstanz. Die maximale Unsymmetrie tritt bei Leerlauf auf und beträgt bei der Spannung 6 %, beim Strom 26 % vom Nennwert. Der zusätzliche Aufwand zur Erregungseinrichtung ist ziemlich klein, die vorgeschlagene Lösung scheint daher sehr brauchbar.

Schrifttum

- [1] Hainer, H.: Der durch Kondensatoren selbsterregte Drehstrom-Asynchrongenerator. Bull. schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 26 (1935) S. 89 bis 100.
- [2] Harz, H.: Kondensatorerregte Asynchrongeneratoren. Siemens-Z. Bd. 25 (1951) S. 199–205.
- [3] Kümmel, F.: Verbesserung der Betriebseigenschaften von kondensatorerregten Asynchrongeneratoren durch Sättigungsdrosseln. Siemens-Z. Bd. 29 (1955) S. 333–341.
- [4] Kümmel, F.: Der selbsterregte Asynchrongenerator mit annähernd konstanter Spannung. ETZ-A Bd. 76 (1955) S. 769–775.

Nomogramm zur Bestimmung der Sternpunkterdspannung in Drehstromnetzen

Von Friedrich Loebner, Bochum*)

DK 621.316.13.052.332.015

Allgemeines

Die Kenntnis der Höhe der durch Sternpunktverschiebung verursachten Sternpunkterdspannungen ist immer von Bedeutung, ganz gleich, ob es sich um unmittelbare Leiterberührung oder um Überlegungen handelt, welche die Überwachung der Symmetrieverhältnisse in Drehstromnetzen betrifft. Im folgenden wird ein Nomogramm angegeben, aus dem die Sternpunkterdspannung entnommen werden kann. Das Kennzeichnende an diesem Nomogramm ist, daß es sich zwar auf phasengleiche Belastung in den drei Strängen beschränkt, dafür aber stets Ablesungen im Endlichen ermöglicht, mag nun der Leitwert oder auch der Widerstand eines Stranges gegen Unendlich gehen.

Einfluß der Belastungs-Unsymmetrie auf die Sternpunkterdspannung

Ein Drehstromnetz, das nach Bild 1 a z.B. von einem Transformator gespeist wird, werde mit drei phasengleichen, in Stern geschalteten Leitwerten belastet. Solange

diese drei Leitwerte untereinander gleich sind, gilt das symmetrische Bild 1 b für die Dreieck- und Sternspannungen sowohl für die Spannungsquelle als auch für die Belastung. Sind aber, wie in Bild 1 a angedeutet, nur zwei der Belastungsleitwerte untereinander gleich, während der dritte den Wert αG hat, wobei α alle Werte von 0 bis ∞ durchlaufen kann, so hat der Sternpunkt der Belastung ein anderes Potential. Ist der speisende Transformator sternpunktseitig starr geerdet, oder ist das Netz z.B. durch die Kapazitäten eines Drehstromkabels kapazitiv geerdet, so löst sich der Belastungsternpunkt E_p bei unsymmetrischer Belastung vom Erdpotential des Transformator- oder Netzsternpunktes M_p . Die Potentialdifferenz zwischen Transformator- bzw. Netzsternpunkt M_p und Belastungsternpunkt E_p ist dann die Sternpunkterdspannung U_{EM} .

Wird das Netz so belastet, daß die Ströme nach Größe und Richtung in jedem Strang verschieden sind, so ergibt sich für die Sternspannungen am Verbraucher eine Figur etwa wie in Bild 2 a, wo sich der Belastungsternpunkt vom Punkt M_p zum Punkt E_p verschoben hat. Beschränkt man sich aber, wie es hier getan wird, auf eine Belastungsunsymme-

*) Dr.-Ing. F. Loebner ist Mitarbeiter der Westfälischen Berggewerkschaftskasse Bochum.

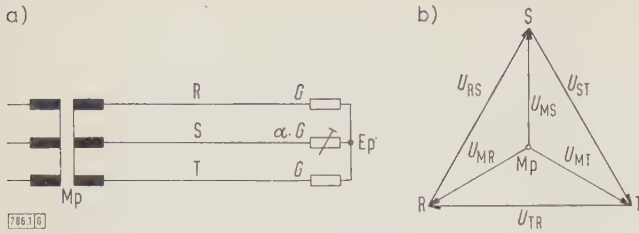


Bild 1. Zur Definition der Leitwerte und der Spannungen.

a) Netz mit eingetragenen Leitwerten,
b) Spannungsdiagramm bei symmetrischer Belastung.

trie derart, daß nur eine der Belastungsleitwerte von den beiden andern, die unter sich gleich sind, abweicht — dabei sind alle drei untereinander phasengleich geblieben —, dann wandert der Belastungspunkt M_P nicht irgendwohin innerhalb des Spannungsdreiecks RST, sondern in Richtung der Sternpunkterdspannung U_{MS} zum Erdpunkt E_P , wie es in Bild 2b und 2c zu sehen ist. Die Potentialdifferenz U_{EM} , d. h. die Sternpunkterdspannung, kann also liegen zwischen dem Werte der Sternspannung mit gleichem Vorzeichen wie diese und zwischen dem halben Werte der Sternspannung mit entgegengesetztem Vorzeichen. Um sie in diesem ganzen Bereich zu variieren, bedarf es einer Änderung des Leitwertverhältnisses α des leitwertabweichenden Belastungsstranges von $\alpha = 0$ bis $\alpha = \infty$. Wie läßt sich nun die Sternpunkterdspannung, abhängig vom Leitwertverhältnis α , so darstellen, daß alle ihre Werte ablesbar sind von $\alpha = 0$ bis einschließlich $\alpha = \infty$?

Entwurf des Nomogramms

Die Ableitung der dem Nomogramm zugrunde liegenden Beziehung ist in diesem Falle phasengleicher Belastung eines Systems symmetrischer Drehstromspannungen einfach. Die Sternpunkterdspannung kann so berechnet werden, wie es in der Statik für die Schwerpunktsverlagerung von S nach S' (Bild 3) für den Fall eines an sich gewichtslosen, aber an den Ecken mit „Gewichten“ 1, 1 und α belasteten gleichseitigen Dreiecks ist. In diesem Falle ist die Strecke $SS' = h \cdot (\alpha - 1) / (\alpha + 2)$. So ist die Sternpunkterdspannung $U_{EM} = U / \sqrt{3} \cdot (\alpha - 1) / (\alpha + 2)$. Die Probe für $\alpha = 0$ ergibt einen unterbrochenen Strang und damit $U_{EM} = 1/2 \cdot U / \sqrt{3}$; $\alpha = \infty$ (kurzgeschlossener Strang) gibt $U_{EM} = U / \sqrt{3}$, wobei U die Dreiecksspannung ist. Beides stimmt mit dem im ersten Abschnitt Überlegten überein.

Auf der linear in $U_{EM} / (U / \sqrt{3})$ geteilten schräg liegenden Geraden ist $U_{EM} / (U / \sqrt{3})$ von $-0,5$ über 0 bis $+1$ dar-

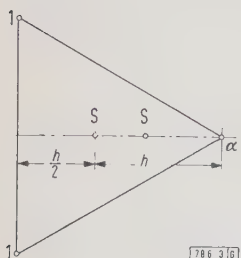


Bild 3. Belastetes Dreieck zur analogen Bestimmung der Sternpunkterdspannung.

gestellt, wobei die Bedeutung des Vorzeichens aus Bild 2b und c zu entnehmen ist. Die Sternpunkterdspannung ist also nicht für einen Einzelfall in Volt, sondern in Bruchteilen der jeweiligen Sternspannung angegeben. Für das Leitwertverhältnis α sind zwei senkrecht zueinander stehende Geraden verwendet worden, deren eine von $\alpha = 0$ bis $\alpha = 1$ und deren andere von $1/\alpha = 1$ bis $1/\alpha = 0$ linear eingeteilt sind. Damit sind alle α -Werte von $\alpha = 0$ bis $\alpha = \infty$ erfaßt. Daß eine solche senkrecht aufeinander stehende Leiter mit dem Pol in der gegenüberliegenden Ecke des daraus gebildeten Quadrates einer Leiter aus einer Geraden gleichwertig ist, die gleichmäßig weiterlaufend — beginnend bei $\alpha = 0$ über $\alpha = 1$ gegen $\alpha = \infty$ laufend — beziffert ist, erweist eine in der projektiven Geometrie bekannte Kehrwertkonstruktion. Die vom Ablesepol ausgehenden geradlinigen Visierstrahlen koppeln jeweils ein zugehöriges Wertepaar von α bzw. $1/\alpha$ und $U_{EM} / (U / \sqrt{3})$. Zwei Beispiele sind in Bild 4 eingetragen.

1. Für $\alpha = 3$, d. h. der Leitwert der Belastung eines Stranges ist verhältnismäßig groß gegenüber den Leitwerten der beiden anderen Stränge, entspricht $1/\alpha = 0,333$. Als zugehörig liest man ab $U_{EM} / (U / \sqrt{3}) = 0,4$, d. h. die Sternpunkterdspannung beträgt 40 % der Sternspannung. Das Vorzeichen deutet auf eine Figur nach Bild 2c, also einen Betriebszustand, der sich dem satten Erdschluß nähert.

2. Für $\alpha = 0,333$ ist der Leitwert eines Stranges verhältnismäßig klein. Als zugehörig liest man ab $U_{EM} / (U / \sqrt{3}) = -0,287$, d. h. die Sternpunkterdspannung beträgt 28,7 % der Sternspannung. Der Belastungsmittelpunkt nähert sich potentialmäßig der Verbindung der beiden gesund gebliebenen Belastungsstränge nach Bild 2b.

Gleichwertige Kurve

Gerade ein Nomogramm zwischen nur zwei Größen, hier Leitwertverhältnis und Sternpunkterdspannung, kann man stets auch durch eine Kurve im rechtwinkligen Koordinatensystem ersetzen. Es ist persönliche Ansicht, welche Darstellungsart man bevorzugt. Das Nomogramm hat den Vorzug, daß es im Gegensatz zur Kurve nicht punktweise vorausgerechnet zu werden braucht, sondern die Ergebnisse für alle Arten von Beispielen auf Grund der ihm zugrunde

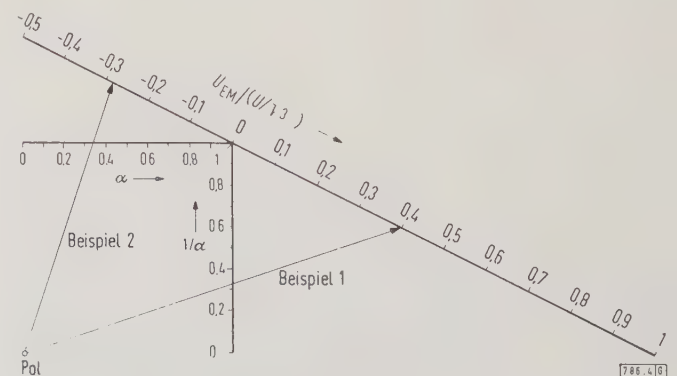


Bild 4. Nomogramm zur Bestimmung der Sternpunkterdspannung je nach der Leitwertunsymmetrie.

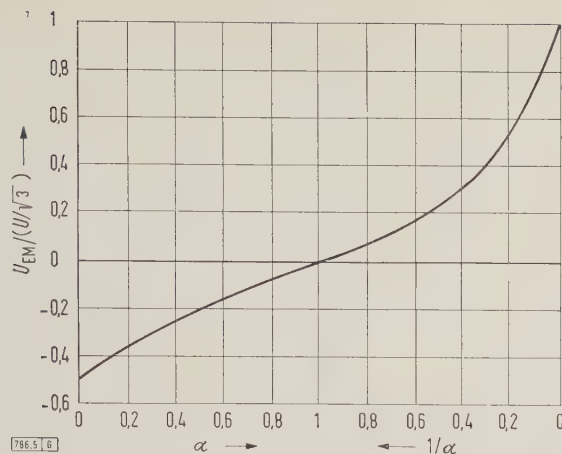


Bild 5. Zum Nomogramm gleichwertige Kurve im rechtwinkligen Koordinatensystem.

liegenden Gesetzmäßigkeit wie von alleine liefert. Bild 5 ist eine dem obigen Nomogramm entsprechende Kurve. Der ganze Bereich vom Leitwertverhältnis $\alpha = 0$ bis $\alpha = \infty$ ist auch hier wieder aufgeteilt in die Teile $\alpha = 0$ bis 1 und $1/\alpha = 1$ bis 0.

Zusammenfassung

Wenn es gilt, sowohl die Gefährlichkeit mittelbarer Leiterberührung abzuschätzen, als auch Überlegungen bei Symmetrieverhältnissen in Drehstromnetzen anzustellen, interessiert die Höhe der durch Sternpunktverschiebung verursachten Sternpunktterdspannung. Ein Nomogramm wird angegeben, dem man die Sternpunktterdspannung für den Fall entnehmen kann, daß von den in den Strängen gleichen Belastungsleitwerten einer von den beiden anderen in seiner Größe abweicht. Das Nomogramm ist so aufgebaut, daß diese abweichende Belastung in ihrem Einfluß auf die Sternpunktterdspannung von Leerlauf bis Kurzschluß abzulesen ist.

Seekabelverbindungen für hohe Gleichspannung

DK 621.315.28.024.027.3

Veranlaßt durch die kurz vor der Ausführung stehende Verbindung des englischen und französischen Höchstspannungsnetzes durch ein Gleichspannungs-Seekabel, geben die Verfasser¹⁾ einen zusammenfassenden Überblick über die Probleme, die sich bei derartigen Anlagen ergeben, und schildern den derzeitigen Stand der Kabeltechnik. In besonderen Abschnitten wird auch auf die Umrichterstationen, deren Platzbedarf, Hauptausrüstung (Gleichrichter, Reaktanzen, Filter) und Hilfsanlagen, ferner auf die Anordnung der Anlagenteile, die Kühlung sowie die Isolationspegel für die Innen- und Außenanlagen usw. eingegangen.

Im Gegensatz zum Betrieb auf Freileitungen ist die Energieübertragung mit hoher Gleichspannung über Kabel auch schon bei kürzeren Strecken und kleineren Leistungen die wirtschaftlichste Lösung, die den Vorteil bietet, daß die verbundenen Netze asynchron voneinander betrieben werden können. Als obere Grenzwerte für Einleiterkabel werden eine Betriebsspannung von 300 kV Leiter gegen Erde, ein Leiterquerschnitt von 645 mm² und ein Belastungsstrom von 1360 A genannt.

Bei der Wahl der genannten Kenngrößen sind das Gewicht des Kabels und die Wassertiefe, in die es später gelegt werden soll, zu beachten. Als Isolierung kommen Polyäthylen (derzeit bis 100 kV Leiter gegen Erde) und getränktes Papier in Frage. Polyäthylen wird z. Z. noch intensiv geprüft, um sein Verhalten genauer kennenzulernen. Mit Papierisolierung stehen Massekabel, Gasinnendruckkabel und Olkabel zur Verfügung. Beim Gasinnendruckkabel werden beim Umschießen mechanische Schwierigkeiten infolge der Verstärkungsbänder sowie im Falle eines Wassereintrittes der Verlust größerer Längen befürchtet. Beim Olkabel wird die Ölversorgung langer Strecken schwierig; das Flachkabel ist jedoch nur für geringe Wassertiefen geeignet. Es bleibt derzeit also nur das Massekabel übrig, dessen Leiter man eine ovale Form geben kann, um mit Hilfe des Wasserdruckes Hohlräume im Dielektrikum zu vermeiden. Die Bewehrung der Kabel besteht meist aus Stahl-Runddrähten. Durch eine Bewehrung aus Aluminium läßt sich zwar das Gewicht der Kabel vermindern; man muß jedoch die Erosion der Aluminiumdrähte im Seewasser beachten.

Eine Strom-Rückleitung durch die Erde kommt wegen der Korrosionsgefahr für andere Anlagen nur bei kleinen Strömen in Frage. Obwohl parallel verlegte Einleiterkabel viel Platz auf dem Meeresboden brauchen und zu Kompaßabweichungen auf den Schiffen führen können, hat man Zweileiterkabel mit verseilten oder (beim Flachkabel) parallel liegenden Adern oder konzentrisch angeordneten Leitern aus Gründen der Herstellung und Verlegung bisher

nicht verwendet. Einleiterkabel bieten dagegen den Vorteil, daß sie das kleinste Gewicht haben und in sehr großen Längen hergestellt werden können. Auch Überlegungen im Hinblick auf mechanische Beschädigungen, die Schwierigkeit von Reparaturen und die Möglichkeiten für einen Notbetrieb lassen Einleiterkabel als zweckmäßig erscheinen.

Infolge des großen Gewichtes der Kabel und der bei der Verlegung auftretenden Kräfte kann man solche Kabel nur in Tiefen von einigen 100 m verlegen. Bei der Wahl der Trasse legt man daher Wert auf eine geringe Wassertiefe und auf einen möglichst ebenen Meeresboden, über dessen Beschaffenheit man sich vorher durch Echolotungen, Taucher oder Unterwasser-Fernsehen orientieren kann. Die Verlegung findet zweckmäßig von einem Schiff oder Prahm aus statt, auf dem auch Platz zur Montage der Muffen vorhanden ist. Es wurde mit Erfolg versucht, zwei Kabel gleichzeitig vom selben Schiff aus und dadurch mit geringem Abstand voneinander zu verlegen. Durch Abziehen des Kabels von einer schwimmenden Trommel ist es zwar möglich, Torsionen zu vermeiden; dieses Verfahren ist jedoch nur bei verhältnismäßig kurzen Längen möglich. Außerdem ist das Abbremsen des Kabels schwierig, und die Trommel ist sehr empfindlich gegen Seegang.

Bei jeder Handhabung des Kabels muß darauf geachtet werden, daß die mechanischen Beanspruchungen, insbesondere durch Torsion, so klein wie möglich bleiben. Infolge des größeren Durchmessers und der größeren Gewichte der Starkstromkabel sind diese Beanspruchungen weit stärker als bei Fernmeldekabeln. Es wird ausführlich dargelegt und begründet, daß die Biegeradien beim Stapeln und Verlegen reichlich bemessen sein müssen und durch einen entsprechenden Aufbau der Kabel dafür zu sorgen ist, daß der Leiter des Kabels nicht zu sehr beansprucht bzw. den Drehmomenten der Bewehrung möglichst entgegengewirkt wird.

Aus verschiedenen Gründen läßt es sich oft nicht vermeiden, das Kabel zu spleißen. Je nach den Verhältnissen werden biegsame oder -starre Muffen verwendet. Ein einfacher Muffenaufbau ist wichtig, da im allgemeinen nur bei gutem Wetter montiert werden kann und die Montage einer Muffe auf See immerhin mindestens 12 bis 15 h dauert.

Ein Fehlerort kann in einem Seekabel mit normalen Mitteln annähernd bestimmt werden. Zwecks genauer Ortung ruft man durch Kondensatorentladungen Überschlüsse an der Fehlerstelle hervor, die mit Unterwasser-Mikrophonen geortet werden können. Unter Umständen können auch Suchspulen oder in Tiefen bis 50 m Taucher herangezogen werden. Wenn es auf Grund des großen Gewichtes nicht möglich ist, das Kabel aufzunehmen, kann es durch eine Sprengladung an der Fehlerstelle getrennt werden. Man rechnet damit, daß die Beseitigung eines einzigen Fehlers im Kanal bis zu 3 Monaten dauern und 330 000 DM kosten kann.

Phr

1) Nach Sallard, J., u. Tellier, R., u. Cherry, D. M., u. Barnes, C. C.: Problems arising from the design and construction of high voltage d. c. submarine cable systems. CIGRE-Ber. 1960, Nr. 415; 40 S., 11 B., 27 Qu.

RUNDSCHAU

DK 621.315.2 : 62-713

Künstliche Wasserkühlung von in Erde verlegten Kabeln. (The artificial cooling by water of underground cables.) Nach *Ralston, P.*, u. *West, G. H.*: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 215; 19 S., 5 B., 1 Taf., 6 Qu.

Bei der Berechnung von Kühlproblemen treten die Wärmewiderstände zwischen kühlendem und gekühltem Medium als Konstanten in die Lösung der Differentialgleichung für die Wärmeleitung ein. Mit der Kenntnis dieser Wärmewiderstände läßt sich dann z. B. bei vorgegebener Kühlanordnung für ein Kabel angeben, um wieviel die Belastung bei gleichbleibender Leitertemperatur erhöht werden kann. In früheren Arbeiten, die in dem vorliegenden Bericht zitiert werden, wurden solche Rechnungen für Kabel angestellt, die vom Kühlmittel umschlossen werden, während die Verfasser den Fall behandeln, daß die Kühlleitungen parallel zu den Kabeln liegen. Für verschiedene Anordnungen von je drei Kabeln und eine oder zwei dazu parallelen Wasserleitungen werden die Wärmewiderstände zwischen den äußeren Kabeloberflächen und den äußeren Oberflächen der Kühlleitungen angegeben. Diese Wärmewiderstände des Erdbodens ergeben zusammen mit dem inneren Wärmewiderstand der Kabel, dem Widerstand des Kühlleitungsmantels und dem Widerstand zwischen innerer Oberfläche der Kühlleitung und Kühlmedium, für den eine Formel angegeben wird, den Gesamtwärmewiderstand zwischen Wärmequelle und Kühlmedium.

Als Beispiel werden drei in einer Ebene verlegte 115-kV-Kabel betrachtet. In den beiden Zwischenräumen liegt in der gleichen Ebene je ein Kühlrohr. Die Belastbarkeit steigt nach der Rechnung von 167 MVA ohne Kühlung auf 250 MVA mit Kühlung. Die an einem thermischen Modell der Anordnung gewonnenen Ergebnisse wichen um 10 % von denen der Rechnung ab.

Dem Vorteil der höheren Belastbarkeit bei künstlicher Kühlung stehen aber auch einige Nachteile gegenüber: Ungekühlte Kabel können kurzzeitig beträchtlich überlastet werden, bei künstlich gekühlten Kabeln ist das nicht mehr der Fall, da sich die Kühlung wie eine Verkleinerung der Wärmekapazität der Umgebung auswirkt. Außerdem können durch die höheren zulässigen Leiterverluste größere Druckdifferenzen in Ölkabeln entstehen, wodurch zusätzliche Öltanks erforderlich werden.

Die Verfasser berichten dann über die Anwendung einer künstlichen Kühlung, die bei der Verlegung von vier 115-kV-Systemen notwendig wurde. Eisenbahn- und Straßenkreuzungen machten eine Verlegung in Rohrböcken in größerer Tiefe erforderlich, so daß die zulässige Belastbarkeit an diesen Stellen auf 80 % des Sollwertes sank. Durch je drei zusätzliche Kühlrohre je Rohrblock konnte der Belastungswert wieder erreicht werden. In einigen Fällen, in denen die Rohrböcke mit nur drei Rohren bereits angefertigt waren, bevor eine künstliche Kühlung vorgesehen wurde, konnten in jedes Rohr zusätzlich zu dem Kabel noch zwei dünne Wasserleitungen aus Kunststoff eingezogen werden.

Hnn

DK 621.315.2.017

Thermische Verhältnisse in Starkstromkabeln. (Thermal conditions in heavy current power cables.) Nach *Sutton, C. T. W.*, u. *Morgan, A. M.*, u. *Hawley, W. G.*, u. *Hewett, N.*, u. *Hacke, K. J.*: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 228, Teil 1; 15 S., 3 B., 3 Taf., 7 Qu.

Der steigende Bedarf an elektrischer Energie erfordert immer höhere Übertragungsleistungen von Kabeln und Freileitungen. Die Erfüllung solcher Anforderungen geschah in der Vergangenheit durch Erhöhen der Spannung und des Leiterquerschnitts. Für die Kabeltechnik sind diese Möglichkeiten jetzt aber begrenzt, so daß man genötigt ist, nach anderen Auswegen zu suchen.

Die Verfasser geben zu dem Zweck zwei Formeln für die Strombelastbarkeit von im Dreieck verlegten Einleiterölkabeln und Druckkabeln an und erörtern kurz den Einfluß der einzelnen Faktoren, wie Wärmewiderstand der Isolierung und des Erdbodens, Verlustfaktor und Mantelverluste auf die Belastbarkeit. Eine Verkleinerung des Verlustfaktors von z. B. $3 \cdot 10^{-3}$ auf $1,5 \cdot 10^{-3}$ wirkt sich danach bei den Ölkabeln lediglich in einer Zunahme der Belastbarkeit von

rd. 7 % aus, eine Verringerung des Wärmewiderstandes des Erdbodens von 120 auf 60°C cm/W ergibt dagegen eine Verbesserung um 35 %.

Ein anderer Weg zur Erhöhung der Belastbarkeit ist die künstliche Kühlung der Kabel durch gasförmige oder flüssige Kühlmittel. Diese können entweder wie bei Druckkabeln die Kabel von außen umspülen oder durch Kanäle im Innern der Kabel, z. B. durch Hohlleiter, strömen oder in getrennten Rohren fließen, die den Kabeln unmittelbar benachbart sind.

Von einem Kühlmittel werden hohe Wärmekapazität und geringe Viskosität verlangt. Das Verhältnis von Wärmekapazität zu Viskosität ist ein Maß für die Kühlfähigkeit. Vergleicht man unter diesem Gesichtspunkt die in Frage kommenden Medien, so ist Wasser das bei weitem beste Kühlmittel. Flüssigkeiten bieten überdies den Vorteil, daß ihre Kühlfähigkeit mit zunehmender Temperatur steigt, während sie bei Gasen konstant ist.

Nach einem kurzen Hinweis auf Versäumnisse bei früheren Arbeiten geben die Verfasser eine Reihe von Formeln an, aus denen für Kabel in Rohrleitungen und für Kabel mit Hohlleiterkühlung die Erhöhung der Belastbarkeit und die für das Kühlmittel erforderliche Druckdifferenz zwischen Anfang und Ende der Kühlstrecke ermittelt werden können. Diese Formeln werden in einem vergleichenden Beispiel auf zwei Kabelsysteme angewendet: ein 275-kV-Druckkabel, $3 \cdot 450 \text{ mm}^2$ Leiterquerschnitt mit Wasserkühlung, und drei 275-kV-Einleiterölkabel mit gleichem Leiterquerschnitt und Ölkühlung durch den Hohlleiter. In beiden Fällen soll durch die Kühlung eine Erhöhung der Belastbarkeit um 50 % erreicht werden. Die für eine ausreichende Strömungsgeschwindigkeit der Kühlmittel erforderlichen Druckdifferenzen entlang der Strecke betragen im Falle der Ölkabel für Streckenlängen von 1 km 13 at, 2 km 53 at, 4 km 214 at und 8 km 857 at. Solche außerordentlich hohen Drücke beschränken die Anwendbarkeit dieser Art von Kühlung auf Streckenlängen bis höchstens 1 km je Kühlabschnitt. Im Gegensatz dazu liegen die Druckdifferenzen beim Druckkabel mit Wasser als Kühlmittel auch bei einer Streckenlänge von 8 km nur in der Größenordnung einiger hundertstel Atmosphären. Kabel dieses Typs können daher bei praktisch beliebiger Streckenlänge von nur einer Pumpe mit Kühlmittel versorgt werden. Abschließend geben die Verfasser einen Überblick über die Möglichkeiten der Verwendung und Wiederbenutzung des verbrauchten Kühlwassers.

Hnn

DK 621.315.2.027.84

Kabel für Spannungen über 380 kV. [Extra high voltage cables ($\leq 280 \text{ kV}$).] Nach *Oudin, J. M.*: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 231; 11 S., 6 B.

In der Arbeit wird über Kabelprojekte berichtet, die von einem französischen Werk in den letzten zwei Jahren bearbeitet worden sind. Die Übertragung von 1400 MVA konnte mit einem 500-kV-Kabel gelöst werden, dessen Ölfüllung umgepumpt und künstlich gekühlt wird. Nach einer 6000-stündigen Belastung bis zu einer Leitertemperatur von 75°C wurden an Teilstücken die Stoßspannungsfestigkeit und das Verlustfaktorverhalten überprüft. Es konnten keine Änderungen gegenüber dem Ausgangszustand festgestellt werden.

Für das Roselend-Kraftwerk waren 380-kV-Erdkabel größerer Länge zu projektieren. Die Übertragungsleistung betrug nur 88 MVA. Man entschied sich für Hochdruck-Ölkabel mit einem Leiterquerschnitt von 234 mm^2 und einer Dicke der Isolierung von 24 mm, entsprechend einer Betriebsfeldstärke von 17 kV/mm . Muffen für diese Kabel hielten einer Stoßspannungsprüfung mit 2000 kV stand.

In einer grundsätzlichen Untersuchung wurde geklärt, welche Leistungen bei Spannungen von 400 und 500 kV von Niederdruck- und Hochdruckölkabeln mit Aderdurchmessern von 90 und 110 mm übertragen werden können. Es ergab sich unter anderem folgendes:

1. Da die Betriebsfeldstärke von Niederdruckölkabeln auf 13 kV/mm begrenzt ist, können solche Kabel für 500 kV bei keinem der beiden Durchmesser und für 400 kV nicht mehr bei einem vorgegebenen Durchmesser von 90 mm ausgeführt werden.

2. Bei 400 kV und 110 mm Aderdurchmesser kann das Niederdruckölkabel dieselbe Leistung wie das Hochdruckölkabel übertragen. Es ist aber wirtschaftlicher, da es keine druckfeste Bewehrung benötigt.
3. Die übertragbare Leistung ist im allgemeinen bei 400 kV größer als bei 500 kV.

Ferner wurde ein 500-kV-Kabel für eine Übertragungsleistung von 1000 MVA projektiert. Da Mindestlängen von 250 m notwendig waren, mußte der Außendurchmesser unter 95 mm bleiben. Zwei Lösungen von Hochdruckölkabeln mit einer Dicke der Isolierung von 26 mm wurden gefunden. Wählt man eine innere Kühlung, bei der das Öl mit 22 l/min umgepumpt wird, so genügt ein Leiterquerschnitt von 585 mm². Die Kühllänge ist auf 500 m begrenzt, so daß auf der 2 km langen Strecke Pump- und Kühlstationen notwendig werden. Bei Anwendung einer äußeren Kühlung mit einem Wasserumsatz von 500 l/min muß zwar der Leiterquerschnitt auf 785 mm² vergrößert werden, die wirksame Kühllänge beträgt aber 100 km. Außerdem können bei einem Ausfall der Kühlung immer noch 500 MVA übertragen werden. Die äußere Kühlung hat weiterhin den Vorteil, daß man von Veränderungen des äußeren Wärmewiderstandes unabhängig wird, so daß sie trotz ihrer an sich geringeren Wirksamkeit die bessere Lösung für lange Strecken erdverlegter Kabel sein dürfte.

Lckg

DK 621.316.925.014.7 : 621.315.2

Untersuchung der Ausgleichsvorgänge bei Erdschlüssen in Kabelnetzen. Wahl der Erdschlußrelais. (Étude des ondes transitoires dues aux défauts à la terre dans les réseaux de câbles. Choix des relais de défaut à la terre.) Nach Colding, S.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 301; 14 S., 4 B., 3 Qu.

Der Bericht befaßt sich mit Erdschlußversuchen im 30-kV-Kabelnetz der Stadt Stockholm und mit der Auswahl für den Erdschlußschutz geeigneter Relaisysteme. Das Netz ist kompensiert und hat eine beträchtliche Ausdehnung. Durch die großen Kabelkapazitäten sind die Einschwingvorgänge besonders ausgeprägt.

Zur künstlichen Einleitung des Erdschlusses bohrte man ein vorübergehend abgeschaltetes Kabel an und trieb einen Holzstift in die Bohrung. Die beim Zuschalten dieses Kabels auftretenden Einschwingvorgänge wurden oszillographisch aufgenommen. Der Nachweis für die Übereinstimmung dieses Verfahrens mit den tatsächlichen Verhältnissen ist naturgemäß schwer zu erbringen und wird vom Verfasser auch nicht versucht. Es ist lediglich erwähnt, daß alle so eingeleiteten Erdschlüsse gleichartig verliefen.

Die im Bericht wiedergegebenen Oszillogramme zeigen den Verlauf des Stromes über die Fehlerstelle, die Leistung im Nullsystem und die Stellung des Kontaktes im Erdschlußrichtungsrelais, zum Teil auch die Verlagerungsspannung. Leider fehlt ein Zeitmaßstab. Auf Grund der Netz-Kenngrößen war ein stationärer Reststrom von etwa 60 A zu erwarten. Es traten zunächst intermittierende Einschwingvorgänge mit Stromspitzen bis 1700 A und einer Frequenz von etwa 270 Hz auf. Der Strom ist nur begrenzt durch die Längsinduktivitäten der Transformatoren und durch die Kurzschlußdrosseln. Im Verlauf des Erdschlusses unterscheidet der Verfasser drei verschiedene Zeitspannen: In der ersten treten kurze Stromimpulse auf, oft unter 1 ms. Durch heftige Gasentwicklung an der Fehlerstelle wird der Lichtbogen schon kurz vor dem nächsten Stromnulldurchgang ausgeblasen. In der zweiten Zeitspanne sind die Impulse zu Wellenzügen verlängert, die ersten Spitzen noch immer gleich hoch. Schließlich wird nach einigen Sekunden mit der dritten Zeitspanne der Übergang zum stationären Erdschluß erreicht.

Obwohl herkömmliche Relais nur für das Arbeiten unter den stationären Bedingungen der dritten Zeitspanne vorgesehen sind, mußte nach Meinung des Verfassers wegen der Gefahr des Doppelerdschlusses ein Schutzrelais bereits in der 2. Zeitspanne eingreifen können. Er betont, daß große Netze nicht im Erdschluß weiterbetrieben werden sollten. Über das Arbeiten verschiedener Relaisypen unter den angeführten Bedingungen wird folgendes ausgesagt: Ein Relais mit Induktionssystem und topfförmigem Rotor zeigt bei den intermittierenden Einschwingvorgängen unregelmäßige Pendelungen zwischen Auslöse- und Sperrkontakt. Die Dämpfung dieses Relais war verhältnismäßig gering. Es kann einfach deshalb nicht richtig arbeiten, weil es erstens für 50 Hz ausgelegt und zweitens selbst mit Ausgleichsvorgängen behaftet ist. Zufriedenstellend arbeitete ein Relais mit dynamometrischem System. Infolge seiner geringen

Frequenzabhängigkeit und einer zusätzlichen Öldämpfung, die eine Integration der Meßwerte über mehrere Perioden bewirkte, konnte es bereits in der zweiten Zeitspanne die Leistungsrichtung bestimmen, selbst wenn im Fehlerstrom keine 50-Hz-Komponente enthalten war. Dies wird durch die Tatsache ermöglicht, daß die Nulleistung im wesentlichen Impulse gleicher Richtung aufweist und daß die jeweiligen ersten Impulse nach einer Neuzündung stets gleiche Richtung haben. Die Auslösung wurde bei beiden Relaisypen durch nachgeschaltete Zeitrelais um 0,3 bis 1 s verzögert.

Bei Vergleichsversuchen in einem 11-kV-Kabelnetz ergaben sich keine grundsätzlich verschiedenen Verhältnisse. Für die Anwendung von Erdschlußrichtungsrelais mit Drehspulsystemen und Gleichrichtern werden Bedingungen genannt, die ihre Arbeitsweise derjenigen der untersuchten dynamometrischen Systeme mit Zusatzdämpfung angleichen. Es wird außerdem lineares Arbeiten bis zum 20-fachen Nennstrom des Kabels und ein Winkelfehler von weniger als 5° bei der Einschwingfrequenz verlangt. Unter diesen Voraussetzungen hält der Verfasser auch Drehspulrelais mit Gleichrichter für den Erdschlußschutz geeignet. Bmm

DK 621.317.333 : 621.313.12.048

Dielektrische Messungen an Isolierungen von Generatorwicklungen. (Mesures diélectriques sur les isolations d'enroulements de stations.) Nach Ritter, A., u. Wohlfahrt, O.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 122; 22 B., 3 Taf., 19 Qu.

An Hand von Beispielen werden Isolationsprüfungen mit Gleich- und Wechselspannungsverfahren an Ständerwicklungen elektrischer Maschinen besprochen. Die Höhe der Gleich- oder Wechselspannung, die bei derartigen Prüfungen anzuwenden und als gleichwertig anzusehen ist, richtet sich nach der Durchschlagsfestigkeit der geprüften Isolierungen. Aus einer Übersicht entnimmt man aus den Messungen an einzelnen Generatorstäben für das Durchschlagsverhältnis von Gleich- und Wechselspannung Werte zwischen etwa 1,5 für gealterte und 2,6 für neue Isolierungen. Eine weitere Einflußgröße ist die Isolationsart, so daß sich ein allgemein gültiger Wert für die Größe der Gleichspannung, welche die gleiche Prüfwirkung wie eine bestimmte Wechselspannung hat, nicht angeben läßt.

An der Änderung des Isolationsstromes oder des Isolationswiderstandes mit steigender Gleichspannung wird untersucht, ob sich aus einem besonders starken Stromanstieg auf schlechte Wicklungsqualität schließen oder gar die Durchschlagsspannung vorherbestimmen läßt. Beide Kriterien gehen davon aus, daß an einer in der Isolierung vorhandenen schwachen Stelle ein so sehr mit der Spannung zunehmender Isolationsstrom fließt, daß der Gesamtstrom in allen übrigen Wicklungsteilen überdeckt wird. Unter den besprochenen 12 Beispielen sind nur einige Fälle, bei denen ein Zusammenhang zwischen Stromanstieg und Isolationszustand vermutet werden kann. Dieses Ergebnis scheint den Verfassern nicht überzeugend genug, um eine der beiden Methoden als Grundlage für eine zuverlässige Isolationsbeurteilung anzusehen.

Als Hauptziel der zerstörungsfreien Wechselspannungsprüfungen, also auch der Messung des Verlustfaktors mit steigender Prüfspannung, wird die Bestimmung von Glimmentladungen in der Isolierung genannt. Als Maß für die Glimmentladungsstärke wird der Verlustfaktoranstieg in Promille je Kilovolt angegeben. Die Wirkung von Spannungssteuerungen am Nutaussgang, des Einbauspiels in den Nuten und anderer Störungsquellen auf den Anstieg des Verlustfaktors werden untersucht und beschrieben. Die an ganzen Wicklungen gemessenen Verlustfaktorkurven lassen sich meist in Zusammenhang mit dem Luftgehalt und der Ablösung der Isolierhüllen vom Gitterstab gut deuten. Bei wiederholten Messungen während des Betriebes ist eine Zunahme des Luftgehaltes an der Zunahme des tan δ -Glimmanstiegs zu erkennen.

Es wird auch auf die Möglichkeit der Fertigungskontrolle von Stabisolierungen durch Verlustfaktormessungen, abhängig von der Spannung, hingewiesen. Die angegebenen Verlustfaktor- und Glimmanstiegswerte müssen jedoch — was abschließend von den Verfassern ausdrücklich betont wird — als typisch für die untersuchten Isolierungen angesehen werden und sind kein allgemeines Güte Merkmal für die Betriebstüchtigkeit einer Wicklung. Verallgemeinern lassen sich auch nicht die Bemerkungen über die Wärmedurchschlagsgefahr einer Wicklung, die nicht nur von der Verlustziffer der Isolierung, sondern in entscheidendem Maße von der Kühlung der Maschine beeinflusst wird.

Die Verfasser kommen auf Grund ihrer Untersuchungen zu dem Schluß, daß die Auswertung von Prüfergebnissen stets dem geprüften Isolationssystem entsprechen muß. Denn alle Isolationssysteme haben ihre eigenen kennzeichnenden Werte, die für sie und ihre Alterungsvorgänge charakteristisch sind, und müssen deshalb gesondert beurteilt werden. Eine allgemeine Anwendung von Standardwerten zur Bestimmung der Betriebstüchtigkeit einer Isolierung ist deshalb nicht zweckmäßig.

Wch

DK 621.317.43

Eine Nullmethode zur Ummagnetisierungsverlustmessung bis zu hohen Induktionen. Nach Mollwo, L.: Elektr. Bd. 14 (1960) S. 135–137; 1 B., 1 Taf., 1 Qu.

Der Verfasser beschreibt ein dynamometrisches Nullverfahren zum Prüfen der Ummagnetisierungsverluste von Transformatorblechen, das die Vorteile der Brückenverfahren hat, ohne indessen den einschränkenden Bedingungen anderer Brückenverfahren zu unterliegen, die eine Verlustmessung bei höheren Induktionen nicht zulassen. Abweichend von üblichen Brückenschaltungen wird die Eigenschaft des dynamometrischen Nullinstrumentes ausgenutzt, einen dem Produkt der gleichphasigen Komponenten der Ströme in seinen beiden Wicklungen proportionalen Ausschlag zu ergeben. Sind demnach bei derselben Frequenz beide Ströme sinusförmig, so genügt für den Nullabgleich, daß keine gleichphasige Komponente übrigbleibt, also eine 90°-Phasenverschiebung hergestellt wird. Aus diesem Grunde kommt man auch mit einem Abstimmeelement in der Brücke aus. Die Schaltung ist im wesentlichen frequenzunabhängig. Der bei Brückenverfahren mit einfachen Nullindikatoren notwendige vollständige Nullabgleich nach Betrag und Phase erfordert demgegenüber meist den Abgleich eines zweiten, stark frequenzabhängigen Brückenelementes. Wenn der eine Strom sinusförmig, der andere aber mit Oberschwingungen behaftet ist, so muß für die Grundschwingung dieses zweiten Stromes 90°-Phasenverschiebung eingestellt werden.

Mit dem dynamometrischen Nullinstrument kann man auch bei Eisenverlustmessungen bis zu hohen Induktionen, wenn in beiden Wicklungen oberwellenhaltige Ströme fließen, eine Nullabstimmung erreichen. In die Abgleichbedingung gehen außer der Grundschwingung alle Oberschwingungen ein; der Ausschlag wird Null, wenn die Summe der von der Grundschwingung und den Oberschwingungen herrührenden Drehmomente verschwindet. Zur Vermeidung zusätzlicher Drehmomente ist das Instrument eisenlos und weitgehend frei von Metallteilen und hat dünnadrätige Wicklungen ohne parallelgeschaltete Zweige. Die unvermeidlichen elektrostatischen Kräfte sind durch zweckmäßige Schaltung mit geringen Potentialunterschieden klein gemacht. Merkliche Widerstandsänderungen im Spannungs- und Strompfad können ohne weiteres zugelassen werden, da sie nur die Instrumentenkonstante beeinflussen. Das Entscheidende ist, daß bei dieser Art des Nullabgleichs unter gewissen Voraussetzungen alle Oberwellenleistungen richtig erfaßt werden können. Nach einer Berechnung der Ummagnetisierungsleistung erläutert der Verfasser die Auslegung der Schaltung und die Ergebnisse für die Ummagnetisierungsverlustmessung an einem hochlegierten Blech.

Hlk

DK 621.396.8.052.7

Das 50-Hz-Netz als Übertragungsweg für Tonfrequenz-Rundsteuersignale. Nach Knop, H.: Elektr.-Wirtsch. Bd. 59 (1960) S. 36–44, 16 B., 9 Qu.

Der Verfasser bringt einleitend einen Überblick über die Probleme bei der Übertragung tonfrequenter Steuerimpulse über das 50-Hz-Energieversorgungssystem. Nach Erläuterung der Aufgabenstellung, zu der auch die Forderung auf uneingeschränkten 50-Hz-Netzbetrieb gehört, wird der Einfluß der verschiedenen Netzbauteile und -betriebsparameter systematisch untersucht, wobei im Vordergrund der Betrachtung die Frage nach einer optimalen Frequenz steht. Dabei wird zugrundegelegt, daß die Versorgung der im Niederspannungsnetz angeschlossenen Empfangsgeräte über das Mittelspannungsnetz stattfindet. Die Übertragungseigenschaften der Netze verschlechtern sich naturgemäß mit zunehmender Frequenz. Die Transformator-Längsreaktanzen bewirken im Mittelspannungsnetz zusammen mit den Kondensatoren und Leitungskapazitäten unterschiedliche Spannungsverteilungen, die im Bereich der Tonfrequenz (TF) von 300 bis 750 Hz zu Resonanzüberhöhungen führen

können, so daß unter Umständen unwirtschaftliche Sperren eingebaut werden müssen. Bei niedrigeren Frequenzen dagegen wirken sich induktive Verbraucher (z. B. Asynchronmotoren) als TF-Mehrbelastung aus, solange sie nicht kompensiert sind.

Für die Parallel- und Reihenankopplung im Mittelspannungsnetz werden Formeln angegeben, aus denen hervorgeht, daß die Paralleleinspeisung oberhalb 500 Hz und die Reiheneinspeisung unterhalb 300 Hz am günstigsten sind. Die Störungsmöglichkeit benachbarter Rundsteueranlagen, die auf der gleichen Frequenz arbeiten, ist von dem Verhältnis der Innenwiderstände des mit TF gespeisten Mittelspannungsnetzes und des übergeordneten Verbundnetzes bestimmt. Bei einem verkabelten Hochspannungsnetz besteht bei Parallelankopplung die Gefahr der Störungen in fremden Netzen infolge des erhöhten TF-Leistungsabflusses. Bei im Mittelspannungsnetz vorhandenen 50-Hz-Generatoren und bei gleichzeitiger Verbindung dieses Netzes mit dem übergeordneten Verbundnetz wird die dezentralisierte Einspeisung unmittelbar in das Mittelspannungsnetz empfohlen. Kurze Erwähnung findet auch die dezentralisierte Einspeisung über Verstärker unmittelbar ins Niederspannungsnetz mit gleichphasiger (homopolarer) Ankopplung. Nach Ansicht des Verfassers sind niedrige Frequenzen für die Übertragung von Steuerimpulsen über Starkstromnetze besonders geeignet.

Der Verfasser verwendet in seinen Berechnungen an Stelle der tatsächlichen verteilten Reaktanzen konzentrierte Reaktanzen und Lastwiderstände. Dies ist bei niedriger TF zulässig, kann aber bei höheren Frequenzen zu Fehlschlüssen führen. Der Aufsatz bestätigt wiederum, daß der größte Teil der Schwierigkeiten, der für die Wahl der Frequenz ausschlaggebend ist, von der Art des Mittelspannungsnetzes herrührt, insbesondere deswegen, weil nur wenige unmittelbare Verbraucher in dieser Netzebene vorhanden sind und damit die Bildung von Resonanzstellen gegeben ist. Daher ist in letzter Zeit der Gedanke aufgetaucht, durch geeignete Maßnahmen das Mittelspannungsnetz zu umgehen, wodurch sich gleichzeitig für die Wahl der optimalen Frequenz neue Gesichtspunkte ergeben.

Khd

DK 531.5 : 531.788

Das elektrische Massenfilter zur Überwachung und Steuerung von Vakuumprozessen. Nach Günther, K.-G.: Siemens-Z. Bd. 34 (1960) S. 379–385; 12 B., 1 Taf., 8 Qu.

Das hier beschriebene elektrische Massenfilter ist ein Massenspektrometer. Es unterscheidet sich von dem der üblichen Bauart dadurch, daß die durch Stoß ionisierten Gasatome und Moleküle nach Beschleunigung durch ein elektrisches Feld nicht vom Magnetfeld eines Dauermagneten abgelenkt werden, sondern daß diese in ein elektrisches Vierpolfeld eintreten, das durch eine Hochfrequenzspannung mit überlagerter Gleichspannung erzeugt wird. Beim normalen Massenspektrometer ist der Ablenkwinkel der Ionenbahn dem Verhältnis m/e proportional, worin m die Masse und e die Ladung des ionisierten Gasmoleküls bedeuten. Diese Massenabhängigkeit erlaubt es, durch Verändern der Beschleunigungsspannung die Ionenbahn auf eine Auffangelektrode zu lenken. Der Ionenstrom wird durch einen Gleichstromverstärker verstärkt und ist ein Maß für den Partialdruck des betreffenden Gases. Die Gasart selbst bestimmt sich wegen der Massenabhängigkeit aus Beschleunigungsspannung und Stärke des Magnetfeldes.

Das beschriebene Massenfilter arbeitet ähnlich. Die in das Vierpolfeld eingeschossenen Ionen werden zu stabilen Schwingungen mit endlicher Amplitude um die Feldachse angeregt; die Amplitude ist ein Maß für die Masse des ionisierten Gasmoleküls. In Bild 1 ist dieses Massenfilter schematisch dargestellt. Die Ionen mit großer Amplitude

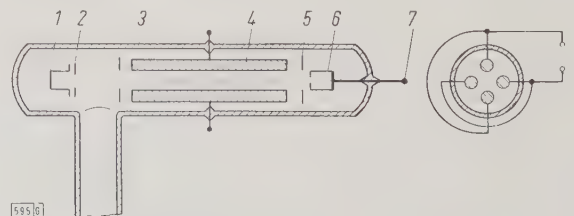


Bild 1. Schematische Darstellung des elektrischen Massenfilters.

- | | | |
|------------------|------------------|------------------------|
| 1 Ionenquelle | 3 Analysatorraum | 5 Austrittsblende |
| 2 Einschubblende | 4 Feldstäbe | 6 Ionenstrom-Kollektor |
| | | 7 Meßleitung |

treffen auf die Stäbe 4 auf und werden dort abgeleitet, bevor sie den Auffänger 6 erreichen. Durch Verändern der Hochfrequenz- und der Gleichspannung kann man die Ionen sämtlicher Massen des Gasgemisches nacheinander den Auffänger 6 erreichen lassen.

Will man Gasgemische untersuchen, die unter einem Druck $> 5 \cdot 10^{-3}$ Torr stehen, so muß das Massenfilter wie beim normalen Massenspektrometer über ein Drosselventil an den Rezipienten angeschlossen werden. Der optimale Druck in der Meßeinrichtung von etwa 10^{-4} Torr wird dann zusätzlich durch eine Diffusionspumpe aufrechterhalten.

Unter den genannten Anwendungsbeispielen werden die Trocknung von Elektro-Isolierpapieren näher behandelt und die dabei auftretenden Restgase nach Art und Partialdruck bestimmt. Eines der Hauptanwendungsgebiete des Massenspektrometers, nämlich das der Isotopenbestimmung, ist nicht erwähnt. Wendet man es für die Lecksuche an Vakuumapparaturen an, so lassen sich unter Verwendung von Helium oder Wasserstoff als Testgas, mit dem die Lecks besprüht werden, noch Undichtheiten $\leq 10^{-8}$ Torr \cdot l/s nachweisen.

Anmerkung des Berichters: Die Folgerungen, die der Verfasser bei der Papierbehandlung unter Vakuum aus den Meßergebnissen zieht, könnten beim Leser den Eindruck erwecken, eine langdauernde Behandlung des Papiers unter niedrigem Druck könnte zur Zersetzung des Papiers führen. Solange man die Temperatur nicht über 120 bis 130 °C steigert, ist das nicht der Fall. Aus den Meßergebnissen (Bild 10 des Aufsatzes) ist ersichtlich, daß der H_2O -Anteil mit fortschreitender Evakuierungszeit bei 100 °C und selbst noch bei 155 °C ständig sinkt. Erst bei 190 °C ist ein Anstieg bemerkbar, der möglicherweise auf Kristallwasserausbreitung zurückgeführt werden kann.

Papier enthält außer Wasser, wie alle Baustoffe z.B. Metalle, Gase, die nur durch Evakuierung und Beheizung entfernt werden können. Der Behauptung des Verfassers, daß es bei Papier nur Wasser und Zersetzungsprodukte gibt, kann somit nicht beigepllichtet werden. Die Verkleinerung des Verlustfaktors und das Ansteigen der Durchschlagsfestigkeit bei langdauernder Evakuierung unter niedrigem Druck bei der oben angegebenen Höchsttemperatur zeigen, daß keine Papierzersetzung eintritt. Hh

DK 621.315.62.027.3.004.4 : 621.3.014.31

Der Schutz von 11-kV- und 33-kV-Leitungsisolatoren gegen Schäden durch Leistungslichtbögen. (The protection of 11 kV and 33 kV line insulators from damage by power arcs.)

Nach Gulle, A. E., u. Mehta, S. F.: Brit. electr. & allied Ind. Res. Assoc. techn. Rep. O/T 23 (1958); 10 B., 3 Taf., 7 Qu.

An der Universität London wurden eingehende Untersuchungen über die Wirkung des bei Überschlägen an Isolatoren nachfolgenden Betriebsstromes und über die Möglichkeit der Verwendung entsprechender Lichtbogen-Schutzarmaturen durchgeführt. Bei den Untersuchungen an 11-kV- und 33-kV-Isolatoren aus gehärtetem Glas wurde festgestellt, daß die Schäden mehr an den oberen als an den unteren Schirmen auftreten. Bei drei untersuchten Typen von Schaltanlagenisolatoren widerstand ein Typ mit einem Fußstück allen Prüfungen besonders gut. Es traten auch unter Bedingungen, bei denen die Schirme anderer sehr ähnlicher Isolatortypen zerbrachen, keine Schäden auf. Bei Porzellan-Vollkern-Stützenisolatoren der in Schaltanlagen üblichen Ausführungen widerstand eine mit einem Fußstück versehene Ausführung dem Lichtbogen ebenfalls sehr gut. Es traten auch keine Brüche auf unter Bedingungen, bei denen bei ganz ähnlichen Ausführungen aus gehärtetem Glas die Schirme zerbrachen. Bei einem Porzellan-Vollkernisolator wurde lediglich der untere Schirm beschädigt und bei einem anderen ähnlichen Typ trat im oberen Teil eine Beschädigung auf.

Es wurden auch Untersuchungen an Geräte-Durchführungen durchgeführt, die mit einer doppelten (hintereinanderliegenden) Schutzfunkenstrecke ausgerüstet waren. Schäden an den Isolierteilen der Durchführungen traten dabei auch bei Wind nicht auf. An Glasisolatoren wurden eingehende Untersuchungen mit Strömen über 1000 A und Einwirkungszeiten von mehr als 1 s durchgeführt. Dabei ergab sich gleichfalls ein befriedigendes Verhalten dieser Isolatoren. Für die Untersuchung von Hängeisolatoren wurden dreigliedrige Ketten verwendet. Die Lichtbogen wurden dabei in üblicher Weise mit einem dünnen Metalldraht gezündet. Wie zu erwarten war, traten beim Fehlen von Schutzarmaturen Schäden auf; einfache Hörner waren kein ausreichender

der Schutz, dagegen waren beim Anbringen von Ringen gute Schutzwirkungen festzustellen. Es wird dabei auch auf das deutsche Schrifttum (Arbeiten von Roggendorf und Obenaus) verwiesen. Zusammenfassend wird festgestellt, daß bei Leitungen des mittleren Spannungsbereiches die Zahl der im Betrieb bei Überschlägen beschädigten Isolatoren prozentual so gering ist, daß es unwirtschaftlich wäre, Schutzarmaturen anzubringen. Die gleiche Ansicht wird bekanntlich auch von der deutschen Leitungsbaupraxis für Isolatoren der mittleren Spannungsbereiche (also Stützenisolatoren) vertreten. My

DK 621.316.1.017.003

Was kosten Netzverluste? Nach Theilsiefje, K.: Elektr.-Wirtsch. Bd. 59 (1960) S. 179–184; 6 B., 22 Qu.

Bei der Planung von Energieübertragungsnetzen ist es von großer Wichtigkeit, die Kosten der Übertragungsverluste zu kennen, damit man sie so klein wie möglich halten kann. Die Netzverluste werden meist nach der von G. Kron entwickelten Verlustformel berechnet. Sie gilt allerdings streng genommen nur unter der Voraussetzung, daß alle Lasten gleiche Leistungsfaktoren haben und sich diese proportional der Summe aller Lasten ändern. Außerdem müssen die Leistungsfaktoren der einspeisenden Leistungen und die Spannungen an den Einspeisepunkten konstant sein. Man ist bestrebt, den Einsatz der Kraftwerke so zu wählen, daß das Netz im optimalen Betrieb, d. h. mit den geringsten Verlustkosten betrieben wird, was nicht gleichbedeutend ist mit einem Netzbetrieb mit geringsten Verlusten.

Der Verfasser entwickelt Formeln, die es gestatten, die Kosten der Netzverluste im optimalen Betrieb mit der gleichen Genauigkeit wie die Netzverluste selbst zu berechnen. Die Formel enthält den Lagrange-Faktor λ , der den Lieferanzuwachskosten des Netzes entspricht. Da es aus technischen und vertraglichen Gründen oft nicht möglich ist, ein Netz im optimalen Betrieb zu „fahren“, leitet der Verfasser weiterhin ab, wie die Verlustkosten und die Lieferanzuwachskosten im nicht optimierten Betrieb des Netzes berechnet werden können. In gleicher Weise lassen sich auch die Übertragungskosten einzelner Leitungen bestimmen. Das Verfahren gilt für jede Art des Energieflusses im Netz, wobei vorausgesetzt ist, daß sowohl die Netzverluste selbst als auch die leistungsabhängigen Energieerzeugungskosten des frequenzhaltenden Kraftwerkes in jedem Zeitpunkt oder im optimierten Netz die Lieferanzuwachskosten bekannt sind. Zum Schluß werden nach dieser Theorie für ein einfaches Netz die gesamten Jahresverlust-Arbeitskosten berechnet. Zd

DK 621.335.3(434)

Die Zweifrequenz-Rangierlokomotiven der SBB. Nach Weber, H. H.: Elektr. Bahnen Bd. 31 (1960) S. 97–110; 25 B., 1 Taf.

Der Aufsatz ist ein aufschlußreicher Beitrag zur Lösung einer Aufgabe, vor die sich die Verwaltungen der westlichen Eisenbahnen auf ihren Grenzbahnhöfen gestellt sehen: den Übergang durchgehender Züge von einem Stromsystem auf ein anderes als Folge der Ausdehnung des französischen 50-Hz-Betriebes von Nordfrankreich entlang der deutschen Grenze bis zur schweizerischen Grenze bei Basel.

Während die Deutsche Bundesbahn Versuchslokomotiven größerer Leistung für 16 $\frac{2}{3}$ Hz und 50 Hz in Auftrag gegeben hat, hat die Schweizer Bundesbahn sechs Verschiebelokomotiven bei drei schweizerischen Firmen bauen lassen, die jetzt in Betrieb genommen werden konnten. Die Wahl der Lösung war den Firmen überlassen, aber für alle vom Motor und seiner Steuerung unabhängigen Ausrüstungsteile war weitgehende Vereinheitlichung vorgeschrieben, um das Ersatzteillager und die Instandhaltungskosten möglichst klein zu halten.

Die langjährigen Versuche der Deutschen Reichsbahn auf der Höllentalbahn haben die Entscheidung der Firmen zweifellos mit beeinflusst. Örlikon hat einen 16 $\frac{2}{3}$ - und 50-Hz-Einphasen-Reihenschluß-Kommutatormotor mit 16 Polen gewählt (2900 A Stundenstrom, 4400 A Spitzenstrom, Stundenleistung 554 kW). Brown Boveri hat zwei Einanodengleichrichter mit einem sechspoligen Gleichstrommotor von 520 kW eingebaut. Sécheron hat zwei Zweianodengleichrichter mit 520-kW-Gleichstrommotor, sechspolig, gewählt. Das Gewicht der Lokomotive beträgt bei 9450 mm Länge und 1040 mm Treibraddurchmesser 45 bis 47 t. Die Geschwindigkeit ist bei Stundenleistung rd. 27 km/h, die Höchstgeschwindigkeit 45 km/h, die Anfahrzugkraft 12,9 bis 13,8 t.

Schaltbilder mit erläuterndem Text ermöglichen den Vergleich der verschiedenen konstruktiven Lösungen. Eingehend werden die Vorgänge beim Durchfahren von einem Stromsystem zum anderen beschrieben, vor allem das Arbeiten der Automatik. Zahlreiche Bilder und eingehende Beschreibungen erläutern den Einbau der elektrischen Ausrüstung. Die bisherigen Erfahrungen sind gut. Oh

DK 621.314.21-716

Leistungstransformatoren mit Verdampferkühlung. (Vaporization cooling for power transformers.) Nach Narbut, P., u. Maslin, A. J., u. Wasserman, C.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1959) S. 1319–1325; 13 B., 1 Taf., 4 Qu.

Die ersten Versuche an Transformatoren mit Verdampferkühlung wurden im Jahre 1906 von Gibson durchgeführt. Als Kühlmittel dienten Carbon-Tetrachlorid und andere flüssige Stoffe. Ein wirtschaftlicher Erfolg blieb jedoch aus, weil die verwendeten Kühl- und Isolationsmittel entweder brennbar, giftig oder chemisch aktiv waren.

Die Weiterentwicklung während des zweiten Weltkrieges führte 1951 zum Bau der ersten 7,5-MVA-Leistungstransformatoren mit Verdampferkühlung. Die Wirksamkeit der Verdampferkühlung wird an einem Beispiel gezeigt. Bei der Suche nach einem allen Anforderungen des modernen Transformatorbaus entsprechenden Kühl- und Isoliermittel erwies sich die Fluorcarbonverbindung FC-75 ($C_8F_{16}O$) sowohl in chemischer und thermischer als auch in elektrischer Hinsicht als brauchbar.

Dieses Mittel ist chemisch inaktiv, mit Öl und Wasser nicht mischbar und greift weder Isolier- noch Metallteile des Transformators an. Es ist nicht entflammbar und kann bis 600 °C erhitzt werden, ohne daß eine chemische Zersetzung entsteht. Es ist ferner ungiftig und ruft keinerlei Krankheiterscheinungen hervor. Einige physikalische Eigenschaften empfehlen es als Verdampferkühlmittel besonders. Fluorcarbon hat eine verhältnismäßig hohe Verdampfungswärme und ist in einem, bei der Verdampfung von 1 Gallone (4,54 l) in 1 min 10 kW während dieser Zeitdauer abzuführen. Seine sehr kleine Viskosität begünstigt den Wärmeübergang.

Die elektrische Festigkeit von FC-75 in Dampfform ist unter vergleichbaren Bedingungen (Atmosphärendruck) fünfmal so hoch wie die von Luft und doppelt so groß wie von SF_6 . Bei einem Überdruck von rd. 1,03 atü wurde bei dampfförmigem FC-75 dieselbe elektrische Festigkeit wie bei Öl gemessen.

Die Verdampferkühlanlage besteht im wesentlichen aus einem Sammelbehälter im untersten Bereich des Transformatorbessels, aus der Pumpenanlage für den Zwangsumlauf des flüssigen Mediums und aus den zugehörigen Rohr-Verteilungssystemen zur Beschickung der Wicklungen. Das flüssige Medium wird über die Pumpe vom Sammelbehälter dem oberen Bereich der Wicklungen und des Kernes zugeführt. Das Verteilungssystem sorgt dafür, daß die Kühlflüssigkeit möglichst gleichmäßig in die Wicklungen sickert und den Kern ebenfalls benetzt. Die Flüssigkeit verdampft teilweise und nimmt dabei die im Transformator erzeugte Wärme auf.

Der Betrieb mit einem Verdampfersystem scheint zur Kühlung und Isolation des Transformators zwar sehr verlockend, ist jedoch nur in Sonderfällen anwendbar. Der Nachteil dieses Systems besteht darin, daß bei Inbetriebnahme des kalten Transformators die elektrische Festigkeit erst mit der allmählichen Dampfbildung zunimmt; der Transformator könnte also im kalten Zustand nicht auf die volle Betriebsspannung geschaltet werden, falls er vorher nicht aufgeheizt würde. Um diese Schwierigkeit zu überwinden, wird der Transformatorbessel mit Schwefelhexafluorid (SF_6) unter einem kleinen Überdruck gefüllt. Das kombinierte Kühl- und Isoliermittel besteht also aus dem Verdampferkühlmittel, z. B. FC-75, und aus einem nichtkondensierbaren Gas, z. B. SF_6 .

Das thermische Verhalten des Dampf-Gas-Gemisches wird durch den Kondensationsprozeß bestimmt. Das Verdampferkühlmittel wird in flüssiger Form dem oberen Wicklungsbereich und Kernbereich zugeführt, der sich bildende schwere Dampf bewegt sich die Wicklung entlang nach unten und nimmt einen Teil nichtkondensierbaren Gases mit. Das Dampf-Gas-Gemisch hat eine verhältnismäßig große Dichte und fließt abwärts. Entlang den äußeren Kühlflächen und im Kühler findet die Kondensation des Dampfes statt. Der Umlauf ist überraschend lebhaft. Es war möglich, für diese Kühlungsart die bei Öltransformatoren üblichen Kühleinrichtungen zu

verwenden. Bei der Kühlung mit reinem, nichtkondensierbarem Gas durch Konvektion wäre dies nicht denkbar.

Eine besondere Eigentümlichkeit des Dampf-Gas-Umlaufes ist die Temperaturverteilung in senkrechter Richtung. Die unteren Teile des Kessels und der Kühleinrichtung sind die heißesten, während die oberen Teile die kleineren Temperaturen aufweisen. Diese Temperaturverteilung begünstigt die Wirkung senkrechter F-Kühlung. Bei dem bereits erwähnten 7,5-MVA-Transformator konnte mit verhältnismäßig wenig Lüftern die Leistung bei nahezu gleichen Temperaturen auf 133 % erhöht werden, bezogen auf die Leistung bei S-Kühlung.

Ein wichtiger Faktor bei der Auslegung des Transformators ist der Betriebsdruck des Kessels. Der resultierende Gesamtdruck setzt sich zusammen aus der Druckkomponente des nichtkondensierbaren Gases SF_6 und dem Dampfdruck des Verdampferkühlmittels und ist temperaturabhängig. Die Kondensation des Dampfes in den Kühlgliedern und die damit verbundene Absonderung der nichtkondensierbaren Komponenten im oberen Teil des Kessels erschwert die Übersicht noch mehr. Die letztgenannten Einflüsse hängen von der Bauform und Anordnung der Kühlglieder ab und können nur empirisch beurteilt werden. Bei dem untersuchten 7,5-MVA-Transformator wurde bei einer Überlast von 133 % und Lüfterbetrieb ein Überdruck von rd. 0,93 atü festgestellt. Die Umgebungstemperatur betrug dabei 30 °C. Der Kessel wurde für einen Überdruck von rd. 1,4 atü konstruiert.

Der Transformator ist seit Sommer 1958 in Betrieb und arbeitet völlig einwandfrei. Bisher wurden keine Anzeichen eines Verlustes an Gas oder Kühlflüssigkeit beobachtet.

Die Anwendung des mit Dampf und Gas gekühlten Transformators ist nach Meinung der Verfasser dort zu empfehlen, wo besondere Anforderungen an die Sicherheit gestellt werden. Seine obere Leistungs- und Spannungsgrenze ist noch nicht ermittelt. Rnk

DK 621.313.322 : 629.13

Ein Drehstromgenerator mit massivem Läufer für hohe Umgebungstemperatur. (A solid rotor A—C generator for high-temperature electrical systems.) Nach Batemann, J. T.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (II) Bd. 79 (1960) S. 400–405; 6 B., 10 Qu.

In der Weiterentwicklung moderner Hochgeschwindigkeits-Flugzeuge werden ständig steigende Anforderungen an die zur Stromversorgung notwendigen Generatoren gestellt. Die bei Geschwindigkeiten der Machzahl 3 gestellten Forderungen verlangen einwandfreies Arbeiten bei Umgebungstemperaturen bis 315 °C und Stoßbeschleunigungen bis zur 50-fachen Fallbeschleunigung. Zur Erfüllung dieser Bedingungen wird angestrebt, Schleifringe, Bürsten und Wicklungen auf dem umlaufenden Teil zu vermeiden und ihn aus magnetisch aktiven Werkstoffen aufzubauen, die bei dieser Temperatur keine merklichen Änderungen ihrer magnetischen Eigenschaften und mechanischen Festigkeitswerte aufweisen.

Für die heute besonders typische Leistung von 40 kVA, 120/208 V, $\cos \varphi = 0,75$, 400 Hz und 8000 U/min wird ein Überblick über die Entwicklung gegeben, indem ausgehend von der Normalbauart mit Einzelpolen ein Vergleich mit dem durch Dauermagnete erregten Generator, dem bürstenlosen Induktortyp und der mit Klauenpolen ausgeführten „Lundell“-Maschine durchgeführt wird. Es wird anschließend gezeigt, daß durch Kombination zweier Generatoren des Induktortyps und des „Lundell“-Prinzips ein Generator entwickelt werden konnte, bei dem sich manche Nachteile des Induktor- und des „Lundell“-Typs beseitigen lassen. Bei geeigneter Bemessung des magnetischen Kreises sowie richtiger Ausbildung des Läufers und der Polform lassen sich die gegenüber der Einzelpolmaschine vergrößerte Streuung sowie das etwas größere Gewicht in annehmbaren Grenzen halten. Die ringförmig ausgebildeten, im Ständer angeordneten Erregerspulen sowie der bürstenlose und wicklungsfreie Läufer erlauben es, Generatoren hoher Betriebssicherheit für die geforderten Betriebsbedingungen zu bauen, die auch alle Forderungen hinsichtlich der Regelbedingungen im Vergleich zu Maschinen mit Einzelpolen erfüllen.

In der Diskussion über die Zweckmäßigkeit des beschriebenen Generatortyps wird darauf hingewiesen, daß ein quantitativer Vergleich der Eigenschaften und Gewichte mit Einzelpolmaschinen erwünscht gewesen wäre, eine Forderung, der sich auch der Bericht anschließt. Rt

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21
 Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;
 Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;
 Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Inkraftsetzung von VDE 0170 c/2.61 „Vorschriften für schlagwettergeschützte elektrische Betriebsmittel“ und VDE 0171 c/2.61 „Vorschriften für explosionsgeschützte elektrische Betriebsmittel“

Gegen den in ETZ-A Bd. 79 (1958) S. 134 angekündigten Entwurf 1 von VDE 0170 c/...58 und VDE 0171 c/...58 sind seinerzeit zahlreiche Einsprüche eingegangen. Nach der Einspruchsberatung stellte es sich heraus, daß die Notwendigkeit bestand, einen Entwurf 2 herauszugeben, der in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 470 unter der Bezeichnung VDE 0170 c/...59 und VDE 0171 c/...59 angekündigt wurde. Die Einsprüche wurden von der VDE-Kommission „Schlagwetter- und explosionsgeschützte elektrische Betriebsmittel“ unter Vorsitz von Dipl.-Ing. *Altena* ordnungsgemäß behandelt. Der Entwurf wurde entsprechend geändert, wobei außerdem verschiedene Stellen der noch nicht neu bearbeiteten Paragraphen von VDE 0170 und VDE 0171 anderen inzwischen in Kraft getretenen VDE-Bestimmungen angepaßt wurden.

Die Inkraftsetzung der Neubearbeitung von § 34 „Erwärmungszeit t_E von Wicklungen“ und einzelnen Abschnitten von § 35 muß mit Rücksicht auf die noch nicht abgeschlossenen Arbeiten auf internationalem Gebiet, mit denen eine Abstimmung herbeigeführt werden soll, bis zum Abschluß der Überarbeitung der Gesamtfassung von VDE 0170 und VDE 0171 zurückgestellt werden.

Die so entstandene Fassung hat der Vorstand des VDE im Januar 1961 genehmigt und zum 1. Februar 1961 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke von VDE 0170 c/2.61 und VDE 0171 c/2.61 können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,80 DM für VDE 0170 c/2.61 und VDE 0171 c/2.61 bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
 Der Generalsekretär
Lauster

Berichtigung zu VDE 0720 Teil 4/9.57

„Vorschriften für Elektrowärmegeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke“

In VDE 0720 Teil 4/9.57, Nachdruck vom 8.60, muß es im Abschnitt zu Teil 1, § 18, unter e) 1. bei drucklosen Geräten, bei denen ein Staudruck auftreten kann, richtig „3,0 kp/cm²“ heißen.

Der Kommissionsvorsitzende
Nawo

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0560 Teil 17 Kondensatoren mit Keramik als Dielektrikum.

VDE 0720 Teil 10 Wärmestrahlergeräte zur Tieraufzucht und Tierhaltung.

Angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 2, S. 59.
 Einspruchsfrist bis 15. März 1961.

VDE-Verlag GmbH

Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33

Folgende Gesamtfassungen liegen vor:

VDE 0250/11.60 (enthält die Änderung b)
 Vorschriften für isolierte Starkstromleitungen 5,60 DM
 VDE 0712 Teil 6/8.60 (enthält die Änderung b)
 Vorschriften für Zubehör für Leuchtstofflampen und
 Leuchtstoffröhren mit Nennspannungen unter 1000 V
 Teil 6 Sondervorschriften für Lampen- und Starter-
 fassungen —,60 DM

Neue englische Übersetzung:

VDE 0271/4.60 (engl.)
 Specifications for Rubber Insulated and Rubber
 Sheathed or Plastic Insulated and Plastic Sheathed
 Cables for Electricity Supply 4,40 DM

Mitteilungen der VDE-Bezirksvereine

Delegiertenversammlung

Am 8. Dezember 1960 fand erstmalig im neubauten Haus der Elektrotechnik in Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eine ordentliche Delegiertenversammlung des VDE statt. Aus den Beratungen seien folgende Punkte hervorgehoben:

Für die Amtsperiode 1961—1963 wurden als Mitglieder des VDE-Vorstandes wiedergewählt die Herren *von Ammon*, *Förster*, *Gaßberger* und *Peters*; an Stelle des aus Krankheitsgründen ausgeschiedenen Herrn *von Mangoldt* wurde Herr *Günter* für den Rest der Amtsperiode 1960—1962 gewählt. Weiter gehört Herr *Kleen*, München, als neuer NTG-Vorsitzender und Nachfolger von Herrn *Piloly* dem VDE-Vorstand an.

Für die Amtsperiode 1961—1962 wurden der bisherige stellvertretende Vorsitzende, Herr *von Ammon*, zum Vorsitzenden und Herr *H. J. Lindner* zum stellvertretenden Vorsitzenden des VDE gewählt.

Der Vorstand des VDE setzt sich z. Z. also wie folgt zusammen:

Direktor i. R. Dipl.-Ing. *G. von Ammon*, München (Vorsitzender),
 Dr.-Ing. *H. J. Lindner*, Bamberg (stellvertretender Vorsitzender),
 Direktor Dr. phil. nat. *M. Förster*, Köln,
 Direktor Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. *A. Gaßberger*, Marl,
 Prof. Dr.-Ing. *F. W. Gundlach*, Berlin,
 Direktor Dipl.-Ing. *A. Günter*, München,
 Dr. rer. pol. Dipl.-Ing. *A. Hobrecker*, Münster,
 Min.-Direktor Dipl.-Ing. *O. Kirchner*, Bonn,
 Direktor Prof. Dr. phil. nat. habil. *W. Kleen*, München,
 Vizepräsident Min.-Rat Dipl.-Ing. *A. Peters*, München,
 Direktor Prof. Dipl.-Ing. *W. Strahring*, Darmstadt,
 Direktor Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. *H. Thörner*, Frankfurt a. M.

Es wurde festgelegt, daß die 52. Hauptversammlung des VDE vom 15. bis 20. Oktober 1962 in Düsseldorf stattfinden soll. Die nächste Delegiertenversammlung ist für den 18. oder 19. Mai 1961 in Karlsruhe vorgesehen.

Direktor Dipl.-Ing. *Otzen* dankte im Namen der Delegiertenversammlung dem aus dem Amt als Verbandsvorsitzender scheidenden Prof. Dr.-Ing. *Gundlach* für die großen Verdienste, die er sich als stellvertretender Vorsitzender und später als Vorsitzender des VDE um die Leitung des Verbandes in der Amtsperiode 1959—1960 erworben hat.

Mitgliederversammlung des Elektrotechnischen Vereins Berlin e. V.

Auf der Mitgliederversammlung am 15. Dezember 1960 wurde den Herren *Bokelmann*, *Kannengießer* und *Schönefelder* die goldene VDE-Ehrennadel und weiteren 21 Mitgliedern die silberne VDE-Ehrennadel ausgehändigt. Die Mitgliederversammlung wählte für das Jahr 1961 als Vorsitzenden Prof. Dr.-Ing. *G. Rothert*, als Stellvertreter Direktor Dr.-Ing. *H. Rimkus*, als Schatzmeister Direktor Dipl.-Ing. *H. Langrehr* und als weitere Vorstandsmitglieder Dipl.-Ing. *M. Kromrey* und *Obering. O. Scheffler*.

Aus dem Tätigkeitsbericht des Vorstandes sei erwähnt, daß der Verein jetzt 1392 persönliche und 23 korporative Mitglieder zählt und daß die z. Z. laufenden 7 Kurse der Jungingenieur-Arbeitsgemeinschaften insgesamt von 1007 Personen besucht werden.

Vor über 800 Besuchern hielt Dipl.-Ing. *G. Janus* im großen Sendesaal des „Haus des Rundfunks“ einen Vortrag über „Rundfunk-Stereophonie“, der durch Demonstrationen eindrucksvoll ergänzt wurde. Insbesondere fand eine halbstündige Zweikanal-Sendung des Senders Freies Berlin allgemeines Interesse, die in dieser Art erstmalig einem größeren Publikum geboten wurde. *He*

VERANSTALTUNGSKALENDER

Berlin: EV Berlin, Berlin-Charlottenburg, Bismarckstr. 33.

2. 2. 1961, 18.15, Technische Universität, Hörsaal EB 301: „Die Grundlagen der Automatisierung“, Dipl.-Ing. *V. Kussl*, Mannheim.

Bonn: VDE-Bezirk Köln, Stützpunkt Bonn, Immenburgstr. 7—11.

14. 2. 1961, 19.00, Fernmeldeamt, Unterrichtssaal, Reuterstr. 65: „Landesfernwahl als Beispiel für Informationsverarbeitung in der Fernsprechtechnik“, Dipl.-Ing. *F. Licht*, München

Braunschweig: ETV Braunschweig, Technische Hochschule, Pockelstr. 4.

2. 2. 1961, 20.00, Technische Hochschule, Hauptgebäude, Hörsaal P 2, Pockelstr. 4: „Praktischer Einsatz der Datenverarbeitungsanlage Siemens 2002 in Industrie und Wirtschaft“, Dipl.-Ing. *Majer-Trendel*.

9. 2. 1961, 20.00, Technische Hochschule, Hauptgebäude, Hörsaal P 2, Pockelstr. 4: „Die Bedeutung der Analogrechenstechnik für die Industrie“, Dr. *Glöb*.

Darmstadt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Zweigstelle Darmstadt, Luisenstraße 12 (Heag-Haus).

1. 2. 1961, 19.30, Technische Hochschule, großer Hörsaal für Elektrotechnik: „Selbsttätige schaltende Regelanlagen in der Verfahrenstechnik“, Dr. Th. Ankel, Ludwigshafen

Frankfurt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Rothschildallee 33.

7. 2. 1961, 17.30, Hörsaal für Angewandte Physik, Robert-Mayer-Str. 2: „Kontaktlose Schaltelemente für die Steuerungs- und Regelungstechnik“, Dipl.-Ing. H.-Ch. Heinzerling, Heiligenhaus.

Gießen: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Zweigstelle Gießen, Schanzenstr. 3.

1. 2. 1961, 19.00, Physikalisches Institut, Stephanstr. 24: „Wie kann man Energiekosten sparen?“, Dr. Nedderhut, Hannover.

Hamburg: VDE-Bezirk Hamburg, Gerhart-Hauptmann-Platz 48.

9. 2. 1961, 17.30, Patriotisches Gebäude. Jahresmitgliederversammlung und Vortrag „Energieprojekte in Nordafrika“, Oering. Dipl.-Ing. U. Pawlitzki, Erlangen.

Hannover: ETG Hannover, Bischofsholer Damm 70.

7. 2. 1961, 18.15, Technische Hochschule, Hörsaal 42: „Entwicklungsrichtungen in der Hochspannungskabeltechnik“, Prof. Dr.-Ing. K. Brinkmann, Frankfurt.

Kassel: VDE-Bezirk Kassel, Scheidemannplatz 1.

9. 2. 1961, 18.00, Hessisches Landesmuseum, Hörsaal: Mitgliederversammlung mit Vorführung des Filmes „Impuls unserer Zeit“.

Kiel: VDE-Bezirk Schleswig-Holstein, Kiel, Gartenstr. 6.

7. 2. 1961, 17.30, Schleswig-Holsteinische Landesbrandkasse, Kleiner Saal, Gartenstr. 4: „Industrielle Meßtechnik“, Oering. Brandenburger, Karlsruhe.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

2. 2. 1961, 19.30, Wallraf-Richartz-Museum, Köln: „Kunst und Kultur der Hethiter“, Besichtigung der Ausstellung und Vortrag von Dir. Dr. W. Fröhlich.

Lüdenscheid: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Lüdenscheid, Parkstr. 96.

6. 2. 1961, 20.00, Gaststätte Erholung, Sauerfelder Str. 17: „Kurzschlüsse in Niederspannungsverteilungsanlagen und ihre Beherrschung durch Schaltgeräte“, Dipl.-Ing. O. Küster.

München: ETV München, München 8, Rosenheimer Str. 5.

6. 2. 1961, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 1: „Ein 100-kV-Experimentierbaukasten“, Dipl.-Ing. W. Zaengl, München.

Münster: ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Zweigstelle Münster, Herwarthstr. 6-8.

9. 2. 1961, 19.30, Staatliche Ingenieurschule für Bauwesen, Physikaal, Eingang Lotharingerstr.: „Fehlerstrom-Schutzschaltung — Wirkungsweise und spezielle Eigenschaften — im Rahmen der Schutzmaßnahmen gegen zu hohe Berührungsspannung“, Dr.-Ing. G. Clewert, Erlangen.

Siegen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Siegen, Hubertusweg 29.

2. 2. 1961, 18.00, EW Siegerland, Belegschaftsraum, Juliusstr.: „Technik im Film“, 4 Demag-Filme.

Wuppertal: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Wuppertal, Wuppertal-Elberfeld, Ravensberger Str. 149.

7. 2. 1961, 18.00, Vorwerk & Co., Vortragsraum, Wuppertal-Barmen, Mühlenweg 48, VII. Stock: „Hochspannungs-Isolatoren aus Gießharz“, Ing. E. Hartmann.

Essen: Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.

10. 2. 1961, 15.30, Haus der Technik: „Neuere Erkenntnisse auf dem Gebiet der Supraleitung“, Prof. Dr. G. Lautz, Braunschweig, Prof. Dr. H. Haken, Stuttgart.

10. 2. 1961, 17.00, Haus der Technik: „Grundlagen der praktischen Regelungstechnik“, Dr.-Ing. E. Samal, Heiligenhaus.

Frankfurt: Lichttechnische Gesellschaft Frankfurt, Adalbertstr. 15.

31. 1. 1961, 17.30, Physikalischer Verein, großer Hörsaal, Robert-Mayer-Straße 2: „Neuere Untersuchungen zur Blendung und ihre praktische Bedeutung“, Dipl.-Phys. E. Hartmann, München.

Wuppertal: Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

1. 2. 1961, 9.00—17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Automatisierung mit Hilfe elektronischer Funktionselemente“, Dipl.-Ing. V. Kussel, Mannheim.

Publikation CIE Nr. 3 (1959): Internationales Wörterbuch der Lichttechnik, Bd. 2 (127 S., DIN A 4); Preis 24,65 DM.

Das Buch enthält die in Bd. 1 zusammengestellten Begriffe in den Sprachen Französisch, Englisch, Deutsch, Dänisch, Spanisch, Italienisch, Holländisch, Polnisch, Russisch und Schwedisch, jedoch ohne die im ersten Band gegebenen Definitionen.

Publikation CIE Nr. 2 (1959): Farbe von Signallichtern (33 S., DIN A 4); Preis 11,90 DM.

Enthalten sind die von der CIE angenommenen internationalen Empfehlungen für Farben von Signalsystemen mit 3, 4 und 5 Farben und Hinweise für die Anwendung der Empfehlungen in Französisch, Englisch und Deutsch.

Publikation CIE Nr. 4 bis 7 (1960): Tagungsbericht über die 14. Hauptversammlung der CIE in Brüssel 1959; Bände A bis D; Preis 89,25 DM.

In den Sprachen Französisch, Englisch oder Deutsch; bei Bestellung sämtlicher Bände geschieht die Lieferung in einem dunkelblauen Sammelkarton.

Publikation CIE Nr. 4 (1960) Bd. A: Strahlungsquellen (212 S., DIN A 4); Preis 31,45 DM.

Licht- und Strahlungsquellen; Lichtmessung; Farbmessung u. ä. sowie Protokolle über die Vollsitzungen.

Publikation CIE Nr. 5 (1960) Bd. B: Lichttechnik (160 S., DIN A 4); Preis 21,25 DM.

Beleuchtung und Sehen, Tageslicht, Lichttechnische Gesetze, Lichttechnischer Unterricht.

Publikation CIE Nr. 6 (1960) Bd. C: Beleuchtungspraxis (148 S., DIN A 4); Preis 21,25 DM.

Wohnräume, Schulen, Büros, Industrie, Bergwerke, Verkaufsräume, Studios, Bühnen, Sportplätze und -hallen, usw.

Publikation CIE Nr. 7 (1960) Bd. D: Verkehrsbeleuchtung (96 S., DIN A 4); Preis 15,30 DM.

Straßen und Autobahnen, Automobile, Flugwesen, Lichtsignale.

Internationale Ausstellung für Brand-, Strahlen- und Katastrophenschutz in Köln

Vom 23. Juni bis 2. Juli 1961 findet in Köln eine Internationale Ausstellung für Brand-, Strahlen- und Katastrophenschutz „Inter-schutz — Der Rote Hahn“ statt, in deren Rahmen der Kernenergie-Anwendung ein breiter Raum gewidmet sein soll. Nähere Auskunft erteilt die Messe- und Ausstellungs-Gesellschaft mbH Köln-Deutz, Postschließfach 140, Fernruf 67 51.

Deutscher Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine

Der Vorstand des Deutschen Verbandes technisch-wissenschaftlicher Vereine wählte in seiner Sitzung am 14. Dezember 1960 in Berlin Bundesminister Professor Dr.-Ing. S. Balke als Nachfolger von Staatssekretär Professor Dr.-Ing. K. Herz einstimmig zum Vorsitzenden des Deutschen Verbandes technisch-wissenschaftlicher Vereine für die Zeit vom 1. Januar 1961 bis zum 31. Dezember 1963. Gleichzeitig wurde Professor F. M. Küper, Präsident der Wasser- und Schifffahrtsdirektion Münster, zum stellvertretenden Vorsitzenden gewählt. Dem engeren Vorstand gehören ferner als stellvertretender Vorsitzender Dipl.-Ing. Fr. Flender, Vorsitzender des Vereins Deutscher Ingenieure, und als Schatzmeister Generaldirektor Dr.-Ing. H. Kost, zugleich in seiner Eigenschaft als Präsident des Deutschen Nationalen Komitees der Weltkraftkonferenz, an.

Der Deutsche Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine umfaßt und vertritt heute 64 angesehene wissenschaftliche Gesellschaften der Ingenieure, Chemiker und Physiker.

BEKANNTMACHUNGEN

Commission Internationale de l'Eclairage

Beim Auslandsarchiv des Deutschen Normenausschusses (DNA) können folgende Veröffentlichungen bezogen werden:

Publikation CIE Nr. 1 (1957): Internationales Wörterbuch der Lichttechnik, 2. Aufl., Bd. 1 (136 S., DIN A 4); Preis 15,30 DM.

Hierin sind 530 lichttechnische Begriffe und ihre Definitionen in den Sprachen Französisch, Englisch und Deutsch enthalten.

PERSÖNLICHES

W. Zieten f. — Unerwartet erlag am 10. November 1960 Direktor *Walter Zieten*, Vertriebschef der Firma Gossen, Erlangen, einem Herzinfarkt.

Zieten wurde am 28. Nov. 1901 in Berlin geboren. Nach Anfangsstellungen in Berliner Firmen des Elektromotorenbaues kam er 1929 nach Erlangen als Ingenieur zu Reiniger, Gebbert & Schall (heute Siemens-Reiniger-Werke). 1933 trat *Zieten* in den damals

noch Kleinen Betrieb der Firma Gossen ein. 1957 wurde er dort zum Direktor ernannt und leitete im letzten Jahrzehnt mit beispielgebender Initiative den Vertrieb.

Zielfähiges großes Wissen und Können wurden von der Fachwelt anerkannt und geschätzt. Dies fand seinen Ausdruck darin, daß er in den Beirat der Fachabteilung Elektrische Meßtechnik des ZVEI berufen wurde, wo er den Exportausschuß leitete. Eine Reihe von Jahren war der Verstorbene auch Mitglied der VDE-Kommission 0410.

H.

W. Arndt. — Am 21. Januar 1961 beging Prof. Dr.-Ing. Wilhelm Arndt, einer der angesehensten Vertreter der Lichttechnik in Deutschland, seinen 65. Geburtstag.

Nach fünfjähriger Soldatenzeit im ersten Weltkrieg und anschließendem Studium der Elektrotechnik an der TH Berlin-Charlottenburg wandte sich Arndt mit großer Begeisterung der Lichttechnik zu. Von 1922 bis 1935 wirkte er — zuerst als wissenschaftlicher Assistent, später als Privatdozent — am Beleuchtungstechnischen Institut der TH Berlin. 1935 wurde er zum Professor ernannt und übernahm gleichzeitig die Leitung des Instituts.

Da sein Institut gegen Ende des letzten Krieges zerstört wurde, war Arndt in der Nachkriegszeit zunächst einige Jahre freiberuflich tätig, bis er sich 1950 als lichttechnisch-wissenschaftlicher Berater der Deutschen Philips GmbH zur Verfügung stellte. Der Aufbau der lichttechnischen Abteilung dieser Firma ist im wesentlichen sein Verdienst.

1955 wurde ihm von Philips die Aufgabe übertragen, ein lichttechnisches Laboratorium einzurichten, dessen Leitung er bis heute innehat.

Alle lichttechnischen Organisationen und Gremien in Deutschland, die Lichttechnische Gesellschaft, der Fachnormenausschuß Lichttechnik, das Deutsche Nationale Komitee der CIE und die „Studiengemeinschaft Licht“ erfreuen sich seit vielen Jahren der regen Mitarbeit Arndts, denen er teils als Vorstands-, teils als Ausschußmitglied angehört. Die Lichttechnische Gesellschaft wählte ihn im vergangenen Jahr als scheidenden Vorsitzenden zu ihrem Ehrenmitglied.

Aus gesundheitlichen Rücksichten wird Arndt jetzt mit Erreichen der Altersgrenze in den Ruhestand treten.

L. Hannakam. — Dr.-Ing. Ludwig Hannakam wurde von der Fakultät für Elektrotechnik an der TU Berlin für das Wintersemester 1960/1961 der Lehrauftrag für das Fachgebiet „Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen“ erteilt.

oi

H. Hömberger. — Am 7. Dezember 1960 wurde Hermann Hömberger 75 Jahre alt.

Nach Abschluß des Studiums der Elektrotechnik an der TH Aachen arbeitete Hömberger zunächst mehrere Jahre als Prüffeld- und Berechnungsingenieur in der Maschinenfabrik der AEG und im Dynamowerk der Siemens-Schuckertwerke in Berlin. 1913 trat er in den technischen Schuldienst Preußens ein und war bis zum Ende des ersten Weltkrieges an der Maschinenbauschule in Graudenz, anschließend 10 Jahre an der Maschinenbau- und Hütten-schule in Duisburg und von 1929 bis 1932 im Dezernat für das Berufs- und Fachschulwesen bei der Regierung in Düsseldorf tätig. 1932 wurde ihm die Leitung der Ingenieurschule in Frankfurt a. M., 1935 die der Dortmunder Ingenieurschule übertragen.

Nach seinem Eintritt in den Ruhestand und der Verlegung seines Wohnsitzes nach Frankfurt a. M. im Jahre 1950 widmet er sich auch heute noch der Ausbildung des Nachwuchses. Daneben verfaßte er eine „Einführung in die Elektrotechnik“ und bearbeitete den Abschnitt „Gleichstrommaschinen“ in dem „Taschenbuch für Elektrotechniker“ sowie „Anlagen zur Erzeugung und Umformung elektrischer Energie“ in Bd. 1 des von M. Reck herausgegebenen Werkes „Starkstrom-Anlagen“.

P. H. Reitz

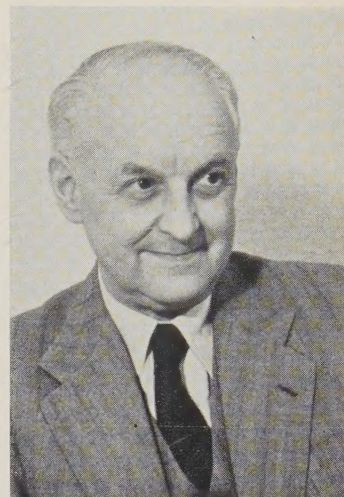
F. Müllner. — Dr. techn. Friedrich Müllner vollendete am 21. Januar 1961 das 70. Lebensjahr. Er gehört zu den wenigen Pionieren des Elektromaschinenbaues, die noch das ganze Gebiet vom Kleinmotor bis zum Grenzleistungsturbogenerator und vom Bahnmotor bis zum Netzkupplungsumformer usw. selbst bearbeitet haben. Er genießt als Wissenschaftler und Praktiker einen weit über Deutschland hinausreichenden hervorragenden Ruf. Seine vornehme Gesinnung und hohe Kultur sowie seine Verbindlichkeit gepaart mit der Sicherheit des Könners machen jede Diskussion mit ihm zu einem Vergnügen.

Es lag deshalb nahe, daß er nach seinem Rücktritt von der Tätigkeit als Direktor des Elektromaschinenbaues von BBC Mannheim eine — soweit möglich — noch fruchtbarere Tätigkeit als beratender Entwicklungsingenieur für den Elektromaschinenbau

sowohl der Aktiengesellschaft Brown Boveri & Cie., Baden, Schweiz, als auch der Brown Boveri & Cie. Aktiengesellschaft, Mannheim, übernahm und seine reiche Erfahrung und Kenntnisse unter anderem auch dem VDE als Vorsitzender der Kommission VDE 0530 „Elektrische Maschinen“ sowie seine Mitarbeit in der Internationalen Elektrotechnischen Kommission zur Verfügung stellte.

Das mehr als 40-jährige praktische Wirken Müllners ist gekennzeichnet durch wertvolle technische Veröffentlichungen und zahlreiche auf ihn lautende Schutzrechte im In- und Ausland, besonders aber zeugen von seinem Wirken viele im Betrieb stehende — in Fachkreisen zum Teil sehr bekannte — Maschinen.

Müllner ist gebürtiger Wiener und hat auch dort an der Technischen Hochschule studiert. Im ersten Weltkrieg diente er bei der k. u. k. Armee als Reserveoffizier. Nach seinem Studium war er zunächst bei der AEG-Union Wien als Berechnungsingenieur tätig und hat während dieser Zeit auch promoviert. Dann kam er als Chefelektriker zur Firma Bergmann in Berlin, anschließend wurde er Direktor der AEG-Kleinstmotorenfabrik in Berlin und schließlich Vorstandsmitglied der Elin in Wien. Nach dem Krieg kehrte er nach Deutschland zurück, um als Chefingenieur und Direktor des Elektromaschinenbaues in die Firma BBC, Mannheim, einzutreten.



Die Aufgaben, die ihm jeweils gestellt wurden oder die er sich selbst stellte, hat Müllner nie leicht genommen und weitgehend selbst gelöst. Seinen Mitarbeitern hat er stets als Lehrer und Vorbild gegolten und sich dadurch ihre Achtung und Liebe erworben.

Sein technisches Wirken ist innig mit seinem Wesen und seiner künstlerischen Persönlichkeit verbunden, die beide nicht voneinander zu trennen sind, weder für ihn selbst noch für seine Freunde und Mitarbeiter, die hoffen, noch viele Jahre mit ihm gemeinsam den Weg des technischen Fortschrittes gehen zu können.

E. Wiedemann

E. Schulze. — Der Chefelektriker der Bewag, Prof. Dr.-Ing. Erich Schulze, konnte am 31. Dezember seinen 65. Geburtstag feiern.

Seit 1928 gehört der Jubilar der Bewag an und hat mit seinen großen praktischen Erfahrungen und wissenschaftlichen Erkenntnissen als Chefelektriker des Unternehmens einen entscheidenden Beitrag für den Aufbau und die Entwicklung großstädtischer Verteilungsnetze geleistet. Sein besonderes Interesse gilt der Energieübertragung mit hochgespanntem Gleichstrom. Seine hier geleistete wissenschaftliche Arbeit hat ihm in den führenden internationalen Gremien der Starkstromtechnik große Anerkennung zuteil werden lassen.

E. Schulze ist ein führendes Mitglied in deutschen und internationalen Vereinigungen und Fachausschüssen, die sich mit der Fortleitung und Verteilung elektrischer Energie befassen. Im Juni 1960 wurde er zum Honorarprofessor an der Technischen Universität Berlin ernannt.

JUBILÄUM

A. Lompe. — Sein 25-jähriges Dienstjubiläum bei der Osram GmbH beging am 2. Januar 1961 Direktor Prof. Dr. Arved Lompe.

Der im Jahre 1907 in Frankfurt/Oder Geborene studierte Physik an der Technischen Hochschule in Hannover und den Universitäten Göttingen und Greifswald. Nach der Promotion und einer Assistententätigkeit in Greifswald trat er im Jahre 1936 in die Osram-Studiengesellschaft für elektrische Beleuchtung ein, deren Direktor er im Jahre 1956 wurde. Im Juli 1960 wurde Lompe vom Senator für Volksbildung als Honorarprofessor für das Gebiet der Gasentladungsphysik an die Technische Universität Berlin berufen.

fi.

BÜCHER

DK 621-5 : 608.3.002.025.4

Patentdokumentation Regelungstechnik. Ordnungssysteme. Mit 98 S., Format 14,5 cm × 21 cm. Hrsg. VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, und VDE-Verlag GmbH, Berlin 1960. Preis brosch. 16,80 DM.

Im Dezember 1954 wurde in Paris eine Europäische Übereinkunft über eine Internationale Patentklassifikation unterzeichnet, die in der Bundesrepublik am 1. Dezember 1955 in Kraft getreten ist. Danach tragen veröffentlichte Patentschriften und Patentanmeldungen neben den Kennzeichen der nationalen Klassen und Gruppen die Kennzeichen der Internationalen Klassifikation für Erfindungspatente.

Von den acht Sektionen des internationalen Klassifizierungssystems ist die Sektion G der Physik zugeteilt. In der Untersektion „Instrumente“ befindet sich mit der Bezeichnung G 05 die Klasse „Regeln und Steuern“. Diese wurde neu aufgenommen, da man auf vorhergehende Erfahrungen nicht zurückgreifen konnte. Das Bedürfnis, die Gliederung der Klasse G 05 zu verfeinern, führte auf den in dem Büchlein abgedruckten Vorschlag der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik zur Unterteilung der Klasse G 05 „Regeln und Steuern“ der Internationalen Klassifikation für Erfindungspatente.

Die vorgeschlagene Einteilung sieht die folgenden sechs Unterklassen vor:

- b) Grundsätzliche Anordnung und Bauteile von Steuer- und Regelungseinrichtungen;
- c) Steuer- und Regelungseinrichtungen für mechanische Größen;
- d) Steuer- und Regelungseinrichtungen für chemische, thermische, optische und atomare Größen;
- f) Steuer- und Regelungseinrichtungen für elektrotechnische und magnetische Größen;
- g) Steuerungseinrichtungen für einfache Stellvorgänge;
- h) Hilfsmittel für Planung und Betrieb von Steuer- und Regelungseinrichtungen.

Diese Unterklassen sind nach dem Ordnungsprinzip der Internationalen Patentklassifikation weiter aufgeteilt. Dabei wird von den allgemeinen nach den besonderen Ordnungsmerkmalen fortgeschritten. So findet man z. B. unter G 05 b einen Abschnitt „Regler und Übertragungsglieder, Ausbildung im Hinblick auf das Zeitverhalten“, der die Kennnummer (700) hat. Die weitere Unterteilung der Regler ist P-Verhalten (702), I-Verhalten (704), PI-Verhalten (706) usw.

Die Absicht, keine Trennung von Regelung und Steuerung zu machen, ist sehr zu begrüßen, da die Bauelemente von Regelkreisen und Steuerketten in vielen Fällen gleich sind. Bei dem Umfang, den die heutigen Klassifikationen haben, verschlechtert jede unnötige Unterscheidung die Übersicht wesentlich.

Die deutsche Patentklassifikation hat keine eigene Klasse für Steuern und Regeln. Hier werden die Schutzrechte der Klasse zugeteilt, die dem jeweiligen Hauptanwendungsgebiet entspricht. Ein Auszug für die Auffindung regelungstechnischer Patente aus der deutschen „Gruppeneinteilung der Patentklassen“ ist ebenfalls in dem Büchlein enthalten. Während die Einteilung nach der Internationalen Klassifikation drei Druckseiten umfaßt, nehmen die rd. 1200 angegebenen Gruppen der deutschen Einteilung 66 Seiten ein.

Außerdem enthält das Büchlein noch die Internationale Dezimal-Klassifikation der Regelungs- und Steuerungstechnik. Eine Erweiterung der Internationalen Dezimal-Klassifikation war erforderlich, weil das Gebiet der Regelungs- und Steuerungstechnik in den letzten Jahren eine sehr große Entwicklung erfahren hat. Diese Ergänzungen wurden — mit dem Zusatz „neu“ — bereits berücksichtigt, da keine erheblichen Einwände dazu erwartet werden.

Die Schrift ist für den mit Patent- und Dokumentationsfragen Beschäftigten ein großes Hilfsmittel. Aber auch dem Ingenieur wird hiermit das Zurechtfinden in der Dokumentation erleichtert.

M. Thoma

DK 621.316.31

Analiza sistemelor electroenergetice. Von P. Dîmo. Mit 294 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm × 21 cm. Verlag Editura Tehnica, Bukarest 1959. Preis Halbn. 16,— Lei.

Die Untersuchung von Regelungs- und Stabilitätsaufgaben in großen Netzen stößt bekanntlich, wegen der Mannigfaltigkeit und Unübersichtlichkeit der Beziehungen auf beachtliche Schwierigkeiten, denen man neuerdings durch den Einsatz von elektronischen Rechenmaschinen entgegentreten versucht.

Abschluß des Heftes 19. Januar 1961

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04-12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Der Verfasser stellt leicht verständlich ein von ihm entwickeltes, zur Lösung von komplizierten Netzproblemen vorzüglich geeignetes graphisches Rechenverfahren vor, das auf der CIGRE-Tagung 1958 günstig beurteilt wurde [Dîmo, P.: The graphic analyser based on the use of short-circuit currents for the study of high-voltage systems. CIGRE-Ber. 1958, Nr. 302]. Das Verfahren ordnet jeder wahren oder Ersatz-Synchronmaschine zwei, dem Belastungszustand und dem Leerlauf entsprechende Kurzschlussstromvektoren zu, deren phasentreue Aneinanderreihen das statische und dynamische Verhalten einzelner Maschinen und des ganzen Netzes treffend zu kennzeichnen gestattet.

In fünf Kapiteln werden Spannungs- und Lastschwankungen ohne oder mit Änderung der Netzschaltung, Kriterien zur Beurteilung der statischen Netzstabilität, Probleme der dynamischen Lastschwankungen und der Stabilität, der Einfluß ohmscher Widerstände auf den Rechnungsgang behandelt. Im 6. Kapitel werden Zielsetzungen, Möglichkeiten und notwendige Unterlagen zur Untersuchung von großen Versorgungsnetzen besprochen. Außer den 21 im Text verstreuten Anwendungsbeispielen werden im 7. Kapitel zahlreiche Aufgaben numerisch eingehend durchgerechnet, was besonders dem Betriebsfachmann gute Dienste leisten dürfte. In der Anlage wird ein aus Leisten bestehendes mechanisches Modell zur Netzuntersuchung nach diesem Verfahren beschrieben. Ein 34 Schriftumsstellen umfassendes Verzeichnis beschließt das Buch.

Der größte Vorteil des Verfahrens dürfte in der Anschaulichkeit der graphischen Darstellung bzw. der mechanischen Ausführung liegen, die unter anderen aus einen Blick auf die Vektoren die meistgefährdete Einheit unmittelbar zu bestimmen gestattet. Zur raschen Beurteilung der Netzlage zwecks Vorbereitung von Aufgaben für elektronische Rechenmaschinen könnte das Verfahren auch herangezogen werden.

Das Buch dürfte Planungs- und Betriebsingenieure, Hochschullehrer und Studierende, die sich mit Netzbetriebsuntersuchungen befassen, besonders interessieren.

A. Avramescu

DISSERTATIONEN

DK 621.372.5

Über die Synthese des allgemeinen linearen und passiven Vierpols. Von Fritz Unger. Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. W. Bader; Mitberichter: Prof. Dr. rer. nat. R. Feldtkeller. Diss. TH Stuttgart 1960.

Mit der Synthese des allgemeinen linearen und passiven Vierpols, der neben Induktivitäten und Kapazitäten auch ohmsche Widerstände als wesentliche Bestandteile enthält, haben sich neben anderen besonders Gewertz, Oono und Tellegen beschäftigt, wobei eine zulässig vorgeschriebene Widerstands- oder Leitwertmatrix zu verwirklichen ist. Der Verfasser unterwirft die drei angegebenen Verfahren einer vergleichenden Untersuchung und ergänzt sie. Insbesondere wird das Verfahren nach Oono so erweitert, daß man unmittelbar aus dem Grad der gegebenen Matrix auf die Art der sich ergebenden Schaltung und die Zahl der Schaltelemente schließen kann. Außerdem wird nachgewiesen, daß man bei diesem Verfahren mit nur einem idealen Übertrager, der im allgemeinen Fall unentbehrlich ist, auskommt.

Den Abschluß bildet ein Zahlenbeispiel, das deutlich die verschiedenen Entwicklungsvorgehen und den jeweils notwendigen Aufwand zu erkennen gibt.

Eingänge

Die Erderspannung geerdeter stromdurchflossener Leiter bei Wechselstrom niedriger Frequenz und ihr elektrisches Strömungsfeld im Erdreich. Von K.-H. Feist. TH Hannover 1958.

Die Charakteristik der Reichssammelschiene (Geschichte, Aufbau und Funktion). Von S. Heesemann. TU Berlin 1960.

Die Stromspannungs-Verhältnisse eines Gleichrichters in Drehstrom-Brückenschaltung zwischen Leerlauf und Kurzschluß. Von W. Schulze-Buxloh. TU Berlin 1960.

Über die Ermittlung der Durchlaßwahrscheinlichkeit bei einstufigen Koppelschaltungen. Von H. Habicht. TU Berlin 1960.

Die Berechnung der Grund- und Oberschwingungen in Boucherot-Brückenschaltungen mit Gleich- und Wechselstromausgang. Von W. Matthes. TU Berlin 1960.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 23. Januar 1961
Heft 2

F. Schultheiß: Ein- oder zweipolige Schaltung der Betätigungsstromkreise von Leistungs-, Trenn- und Erdungsschaltern.

H. Weiß: Das Übertragen kleiner elektrischer Meßwerte von schnell rotierenden Maschinen auf ruhende Anzeigegeräte.

F. Polenz: Gedanken zur Frage der Anpassung der Lackdraht-Normen an die Entwicklung der Drahtlacke.

Schluß des Textteiles

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01-84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 16,— DM; Ausgabe A und B zusammen 34,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 24,— DM. Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61. Dessauer Straße 6/7.